

UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE MADRID
ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIEROS DE
TELECOMUNICACIÓN

PROYECTO FIN DE CARRERA

TÍTULO: SIMULACIÓN DEL ENLACE DESCENDENTE EN REDES
LTE ORIENTADA A PLANIFICACIÓN RADIO

AUTOR: D. Jesús Javier Alonso Sánchez

TUTOR: D. Luis Mendo Tomás

MIEMBROS DEL TRIBUNAL

PRESIDENTE: D. José María Hernando Rábanos

VOCAL: D. José Manuel Riera Salís

SECRETARIO: D. Luis Mendo Tomás

SUPLENTE: D. Miguel Pérez Guerrero

FECHA DE LECTURA: _____

CALIFICACIÓN: _____

UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE MADRID
ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIEROS DE
TELECOMUNICACIÓN



PROYECTO FIN DE CARRERA

SIMULACIÓN DEL ENLACE DESCENDENTE EN REDES LTE
ORIENTADA A PLANIFICACIÓN RADIO

JESÚS JAVIER ALONSO SÁNCHEZ
2015

Resumen

En este Proyecto de Fin de Carrera se describe la implementación de un simulador del enlace descendente de un sistema LTE. Dicho simulador es capaz de modelar con precisión las variaciones rápidas del canal, que se producen debido al efecto del multitrayecto. Esto es vital a la hora de simular adecuadamente las ganancias que se logran debido a la planificación dependiente del canal que el sistema LTE es capaz de realizar. El objetivo es investigar la relación existente entre la tasa de datos binaria obtenida por una estación base y diferentes parámetros de los usuarios (como SINR o velocidad). El objetivo final del proyecto es obtener un modelo que pueda predecir la tasa binaria de la base como una función de algunos parámetros que caractericen las condiciones de los usuarios. Se ha utilizado principalmente un planificador de tipo “proportional fair” debido a sus cualidades para para obtener una tasa binaria razonablemente elevada a la vez que reparte el canal entre todos los usuarios existentes de forma equitativa.

Palabras clave

LTE, Multitrayecto, Planificador, Simulación, Adaptación al enlace, Matlab, Sistemas Celulares, Comunicaciones Móviles, 4G.

A mi madre.

Índice general

Resumen	I
Palabras clave	I
Agradecimientos	xv
Glosario	xvii
1. Introducción	1
1.1. Objetivos	2
1.2. Estructura de la memoria	2
2. Fundamentos teóricos	5
2.1. Introducción al sistema LTE	5
2.1.1. Principios básicos de transmisión: OFDM	7
2.1.2. Esquema de transmisión en LTE	11
2.2. Canal multitrayecto	13
2.3. Planificación y adaptación de tasa	16
2.3.1. Adaptación al enlace: control de potencia vs. control de tasa	16
2.3.2. Planificación dependiente del canal	18
2.3.3. Esquemas avanzados de retransmisión	20
2.4. Transmisión con múltiples antenas	22
2.4.1. Múltiples antenas en recepción	23
2.4.2. Múltiples antenas en transmisión	25
2.4.3. Multiplexación espacial	26
2.4.3.1. Descomposición en valores singulares	29
2.4.3.2. Multiplexación espacial basada en matrices de precodificación	31
2.5. Realimentación del estado del canal	34
2.5.1. Informes de canal aperiódicos	36

2.5.2. Informes de canal periódicos	38
2.6. Organización en frecuencia en un sistema LTE	39
3. Simulador LTE	43
3.1. Estructura del simulador	43
3.1.1. Proceso de simulación	44
3.1.2. Parámetros característicos de simulación	45
3.2. Generación de los coeficientes de canal	46
3.2.1. Pruebas del modelo de canal SCM	50
3.3. Distribución inicial de usuarios en la célula LTE	53
3.4. Cálculo de la SINR instantánea	53
3.4.1. Caso 1: Diversidad en transmisión y recepción	55
3.4.2. Caso 2: Multiplexación espacial	56
3.5. Realimentación de valores de CQI	56
3.5.1. Matriz RI	59
3.6. Planificación de usuarios	61
3.6.1. Planificador proportional-fair	62
3.6.1.1. Descripción detallada del proceso de planifi- cación con el PF	63
3.6.1.2. EESM	67
3.6.1.3. ACM, MCS	69
3.6.1.4. Cálculo de la BLER asociada a cada formato de transmisión	69
3.6.1.5. HARQ	71
3.6.1.6. Multiplexación espacial en el planificador	72
3.6.2. Planificador round-robin	73
3.6.3. Planificador max-C/I	74
4. Resultados obtenidos	77
4.1. Parámetros de entrada usados	77
4.2. Post-procesado	81
4.2.1. Datos contenidos por las simulaciones	81
4.2.2. Obtención de la tasa de datos	82
4.2.3. Nubes de throughput	83
4.2.4. Tablas de tasa de datos	89
4.3. Simulaciones realizadas	95
4.3.1. Tanda A	96
4.3.2. Tanda B	100
4.3.3. Tanda C	104
4.3.4. Tanda D	107

5. Conclusiones y líneas futuras	111
5.1. Conclusiones	111
5.2. Líneas futuras	112
5.2.1. Línea futura 1: nuevas características	113
5.2.2. Línea futura 2: simulaciones y post-procesado	115
Anexo 1: Artículo para URSI 2014	119

Índice de figuras

2.1. Evolución de las comunicaciones móviles desde los años 90 hasta la actualidad [1]	6
2.2. Formas de las señales básicas empleadas en el esquema OFDM [1]	8
2.3. Espaciado de subportadoras en OFDM [1]	8
2.4. Ejemplo de modulador OFDM [1]	9
2.5. Recursos de transmisión usando un esquema de transmisión OFDM [1]	10
2.6. Comportamiento de una señal OFDM en contraposición a una señal de banda ancha en un canal muy variable en frecuencia [1]	10
2.7. Multiplexado en frecuencia de diferentes usuarios en el canal descendente de un sistema LTE [1]	11
2.8. Estructura temporal de las tramas de un sistema LTE [1]	12
2.9. Recursos tiempo-frecuencia de un sistema LTE [1]	13
2.10. Esquema de propagación multitrayecto [2]	14
2.11. Respuesta al impulso del canal en un instante dado [2]	14
2.12. Respuesta al impulso del canal variante en el tiempo [2]	15
2.13. Control de potencia [1]	17
2.14. Control de tasa de datos [1]	17
2.15. Control de tasa de datos [1]	19
2.16. HARQ con combinación y <i>Chase combining</i> [1]	21
2.17. HARQ con combinación e <i>incremental redundancy</i> [1]	22
2.18. Diversidad en recepción [3]	24
2.19. Diversidad en transmisión [3]	25
2.20. Esquema de transmisión con MIMO 2x2 [1]	27
2.21. Esquema de recepción con MIMO 2x2 [1]	28
2.22. Conversión de un canal MIMO en múltiples canales paralelos mediante SVD [4]	30
2.23. Arquitectura SVD para comunicación empleando MIMO [4]	31
2.24. Estructura básica de un precodificador LTE basado en un <i>codebook</i> . Se puede visualizar como las señales de referencia (CRS) son incluidas tras la precodificación [1]	32

2.25. Mapeo de bloques de transporte a puertos de antena para precodificación basada en <i>codebook</i> [1]	32
2.26. Matrices de precodificación para dos puertos de antena y dos capas (la primera matriz 2 x 2 sólo se usa para precodificación de bucle abierto) [1]	33
2.27. Resumen de los distintos modos de informes aperiódicos de canal [1]	37
2.28. Resumen de los distintos modos de informes periódicos de canal [1]	39
2.29. Bandas simétricas definidas por el 3GPP para LTE [1]	40
2.30. Bandas no simétricas definidas por el 3GPP para LTE [1] . . .	40
2.31. Anchos de banda de un sistema LTE [1]	40
2.32. Bandas especificadas para LTE por encima de 1 GHz según bandas de frecuencia de la ITU [1]	41
2.33. Bandas especificadas para LTE por debajo de 1 GHz según bandas de frecuencia de la ITU [1]	41
2.34. Ejemplo de como se puede realizar una migración paso a paso de cualquier sistema a LTE en una banda concreta de frecuencias [1]	42
3.1. Flujo general de ejecución del simulador desarrollado	45
3.2. Variación de los coeficientes de canal para un usuario moviéndose a 3 Km/h en entorno micro. El eje “x” representa “bins” de tiempo (en saltos de 2 ms) y el eje “y” representa bins de frecuencia (en saltos en frecuencia de 180 k KHz) en torno a una frecuencia central de 2 GHz. Esto aplica también a las Figuras 3.3, 3.4 y 3.5.	50
3.3. Variación de los coeficientes de canal para un usuario moviéndose a 50 Km/h en un entorno micro	51
3.4. Variación de los coeficientes de canal para un usuario moviéndose a 5 Km/h en el escenario macro	52
3.5. Variación de los coeficientes de canal para un usuario moviéndose a 5 Km/h en el escenario micro	52
3.6. Distribuciones de usuarios en escenarios macro y micro según [5]. Eje x: SINR, eje y: probabilidad acumulada.	54
3.7. Distribuciones de usuarios en la célula de cobertura para los escenarios macro y micro simulados	55
3.8. Posibles tipos de informes aperiódicos de CQI, en función del modo de transmisión elegido para el canal PDSCH [3]	57
3.9. Tamaño k de la sub-banda para diferentes anchos de banda de sistema [3]	57

3.10. Gráfica de número de recursos asignados según tipo de multiplexación espacial en una simulación tipo C, con 10 usuarios, moviéndose a 3 km/h en un escenario micro	60
3.11. Gráfica de número de recursos asignados según tipo de multiplexación espacial en una simulación tipo A, con 10 usuarios, moviéndose a 3 km/h en un escenario micro	60
3.12. Gráfica de número de recursos asignados según tipo de multiplexación espacial en una simulación tipo A, con 10 usuarios, moviéndose a 3 km/h en un escenario macro	61
3.13. Asignación de recursos radio en un planificador proportional-fair [1]	62
3.14. Curvas que muestran valores de BLER para un CQI y una SINR dada [6]	66
3.15. Ejemplo gráfico del funcionamiento del planificador PF. En el eje de tiempo cada valor corresponde a muestras espaciadas 2 ms.	67
3.16. Ganancias de transmisión empleando métodos HARQ [7] . . .	72
3.17. Asignación de recursos radio en un planificador round-robin [1]	73
3.18. Ejemplo gráfico del funcionamiento del planificador RR	74
3.19. Ejemplo gráfico del funcionamiento del planificador max-C/I [1]	75
4.1. Visión general del proceso de post-procesado, así como de las diferentes etapas que lo componen	82
4.2. Ejemplo de “nube de throughput”	84
4.3. Estrategia de post-procesado 1: (media, n=1)	86
4.4. Estrategia de post-procesado 2: (media, n=1.5)	86
4.5. Estrategia de post-procesado 3: (media, n=2: desviación típica)	87
4.6. Estrategia de post-procesado 4: (media, percentil 75 %)	87
4.7. Estrategia de post-procesado 5: (mediana, n=1)	87
4.8. Estrategia de post-procesado 6: (mediana, n=1.5)	88
4.9. Estrategia de post-procesado 7: (mediana, n=2: desviación típica)	88
4.10. Estrategia de post-procesado 8: (mediana, percentil 75 %) . . .	88
4.11. Conjunto de simulaciones sobre el que se aplicaron los distintos post-procesados por bins	89
4.12. Ejemplo de “bins” en un grupo de simulaciones	90
4.13. Ejemplo gráfico de tasa binaria media por bin	92
4.14. “Nubes de throughput” de los distintos grupos de la Tanda A	98
4.15. “Nubes de throughput” de los distintos grupos de la Tanda B	103
4.16. “Nubes de throughput” de los distintos grupos de la Tanda C	106
4.17. “Nubes de throughput” de los distintos grupos de la Tanda D	109

5.1. Categorías de terminales [1]	113
5.2. Transmisión usando “agregación de portadoras” en LTE [1] . .	114
5.3. <i>Relaying</i> [1]	115

Índice de tablas

3.1. Parámetros de configuración usados en el modelo SCM	48
3.2. Tabla usada para el cómputo de los CQI	58
3.3. Valores de β para cada CQI	65
3.4. Tabla de MCS empleada [8]	70
4.1. Input parameters	78
4.2. Ejemplo de tabla final de throughput (Mbps)	93
4.3. Tabla con los valores de desviación típica (σ) de throughput * (en bps) para los valores de SINR de la Tabla 4.2	94
4.4. Parámetros característicos para las distintas tandas de simu- laciones	95
4.5. Parámetros característicos para los distintos grupos de simu- laciones	96
4.6. Resumen de resultados para la Tanda A	97
4.7. Resumen de resultados para la Tanda B	101
4.8. Comparativa entre el <i>throughput</i> medio obtenido por cada gru- po de simulaciones de las Tandas A y B	102
4.9. Resumen de resultados para la Tanda C	104
4.10. Comparativa entre el <i>throughput</i> medio obtenido por cada gru- po de simulaciones de las Tandas A y C	105
4.11. Resumen de resultados para la Tanda D	107
4.12. Comparativa entre el <i>throughput</i> medio obtenido por cada gru- po de simulaciones de las Tandas A y D	108

Agradecimientos

La escritura de este proyecto supone el punto final a un largo camino; camino que ha sido duro de recorrer, como todos los que me han acompañado a lo largo de él, pueden atestiguar. Por eso sería injusto no dedicar unas palabras de agradecimiento a todas las personas que han estado conmigo a lo largo de estos, por otra parte, apasionantes años.

Gracias en primer lugar a mis padres, Jesús y Pilar, por su cariño, su apoyo incondicional y por el esfuerzo que han realizado para que yo haya podido llegar hasta este punto. Gracias también a mi hermano, Víctor, porque en no pocas ocasiones me ha enseñado que para lograr algo la preocupación excesiva no es buena compañera de viaje. Y por ser tan genial como es, claro.

Gracias a mis abuelos, tanto a los que están como a los que no, porque sin todos los increíbles esfuerzos que ellos han realizado en momentos mucho más difíciles que los actuales, yo no podría estar escribiendo esto. Gracias a mi tío Pedro y a mi tía Gema por su atención y su apoyo.

Gracias a Elena, por todo lo que hemos compartido y todo el apoyo que me has dado.

Gracias a mi, inicialmente profesor y más tarde tutor, Luis Mendo, por su increíble dedicación, atención y capacidad para transmitir conocimientos y alentar a sus alumnos a querer saber aún más. Junto con Luis, gracias a José Manuel y José María Hernando por darme la oportunidad de realizar este PFC y, por darme también la increíble oportunidad de presentar el trabajo realizado en un congreso a nivel nacional. Gracias en general al GTIC, y a la gente con la que he podido compartir tiempo allí (Gustavo, Miguel, Jorge, Zoraida, Elena, Carlos...). Sin lugar a dudas, ha sido una de las mejores etapas en la ETSIT, si no la mejor.

Gracias a mis amigos de toda la vida, en especial a Rubén y a Jorge, con los que he compartido innumerables horas de estudio —cada uno en su ingeniería—, de penas y de alegrías. Me habéis soportado en los momentos complicados, me habéis apoyado, aconsejado y ayudado.

Gracias a Dani, Víctor, Adri, Jaime, Esteban, Javi y Javier por lo bien (corto me quedo) que nos lo hemos pasado, tanto dentro de la escuela como

fuera. ¡y lo que nos queda aún! Conoceros fue como volver a vivir la entrada en la Universidad y he de decir, que no pierdo la esperanza de que, más pronto que tarde coincidamos todos, en tiempo y en espacio, en una estación de esquí.

Gracias a Jorge, una de las persona más positivas y afables que he conocido en la escuela. Siempre has conseguido sacarnos una sonrisa a todos cuando más falta hacía.

Gracias a Álvaro Gandhi (y esposa), por esa gran amistad que se forjó en nuestros primeros años de carrera, que tantos grandes momentos que nos ha dado y que mantenemos, aunque académicamente nuestros caminos se separasen hace ya años. Gracias a los clubes de la escuela en general y a la Delegación de Alumnos en particular por permitirme desarrollar mis inquietudes al margen de lo meramente académico.

Gracias a Rober, Alberto, Marta, Xurxo, Rodrigo y José por todos los buenos momentos que hemos pasado juntos desde que entramos en la escuela y por todos los viajes que hemos hecho, ¡que no son pocos!

Gracias a todas las personas que con su esfuerzo y dedicación han hecho, y hacen posible, una enseñanza pública de calidad.

Glosario

2G	<i>Segunda Generación</i>
3G	<i>Tercera Generación</i>
3GPP	<i>Third Generation Partnership Project</i>
4G	<i>Cuarta Generación</i>
5G	<i>Quinta Generación</i>
AMC	<i>Adaptive Modulation and Coding</i>
ARQ	<i>Automatic Repeat Request</i>
BLER	<i>Block-Error Rate</i>
BS	<i>Base Station</i>
CDF	<i>Cumulative Distribution Function</i>
CQI	<i>Channel Quality Indicator</i>
CP	<i>Cyclic Prefix</i>
CSI	<i>Channel-State Information</i>
DFT	<i>Discrete Fourier Transform</i>
DFTS-OFDM	<i>DFT-Spread OFDM</i>
DL	<i>Downlink</i>
DVB	<i>Digital Video Broadcasting</i>
EESM	<i>Exponential Effective SINR Mapping</i>
eNodeB	<i>E-UTRAN Node B</i>
E-UTRAN	<i>Evolved UTRAN</i>
FDD	<i>Frequency-Division Duplex</i>
FDMA	<i>Frequency-Division</i>
FDMA	<i>Frequency-Division Multiple Access</i>
FEC	<i>Forward Error Correction</i>
GPRS	<i>General Packet Radio Service</i>
GSM	<i>Global System for Mobile Communications</i>
HSDPA	<i>High-Speed Downlink Packet Access</i>
HSPA	<i>High-Speed Packet Access</i>
IDFT	<i>Inverse DFT</i>
IP	<i>Internet Protocol</i>
IR	<i>Incremental Redundancy</i>

LTE	<i>Long-Term Evolution</i>
MCS	<i>Modulation and Coding Scheme</i>
MIMO	<i>Multiple-Input Multiple-Output</i>
MISO	<i>Multiple-Input Single-Output</i>
OFDM	<i>Orthogonal Frequency-Division Multiplexing</i>
PDSCH	<i>Physical Downlink Shared Channel</i>
PF	<i>Proportional Fair</i>
PMI	<i>Precoder Matrix Indication</i>
RB	<i>Resource Block</i>
RI	<i>Rank Indication</i>
RR	<i>Round Robin</i>
SCM	<i>Spatial Channel Model</i>
SCME	<i>Spatial Channel Model Extended</i>
SINR	<i>Signal to Interference and Noise Ratio</i>
SIR	<i>Signal to Interference Ratio</i>
SISO	<i>Single Input - Single Output</i>
SNR	<i>Signal to Noise Ratio</i>
TDD	<i>Time Division Duplex</i>
TTI	<i>Transmission Time Interval</i>
UE	<i>User Equipment</i>
UL	<i>Uplink</i>
UMTS	<i>Universal Mobile Telecommunications System</i>
UTRAN	<i>Universal Terrestrial Radio Access Network</i>
WCDMA	<i>Wideband Code Division Multiple Access</i>
WiMAX	<i>Worldwide Interoperability for Microwave Access</i>
WINNER	<i>Wireless World Initiative New Radio</i>

Capítulo 1

Introducción

Las Comunicaciones Móviles se han convertido en un elemento básico para el intercambio de información en la sociedad actual. En las últimas dos décadas, la telefonía móvil ha pasado de ser una tecnología cara, con una difusión reducida, a extenderse y ser adoptada por gran parte de la población mundial. Durante los últimos años, e indudablemente unido a la llegada de los *smartphones*, se está produciendo un cambio de paradigma en el uso de este servicio. La demanda del usuario medio ya no se limita a la realización de llamadas de voz y envío de mensajes de texto; sino que los servicios relacionados con el uso de datos están ganando —de forma abrumadora— protagonismo en el perfil de uso de la telefonía móvil.

La evolución de la telefonía móvil se materializa con la implantación sucesiva de distintos estándares, que surgen como respuesta a las diferentes necesidades que los usuarios puedan tener. Actualmente, el sector de la telefonía móvil está en fase de adopción de la tecnología *Long-Term Evolution* (LTE), ampliamente considerada a día de hoy¹ como primera tecnología de comunicaciones móviles “4G” (cuarta generación).

A día de hoy, la tecnología LTE es una realidad y se encuentra disponible comercialmente en España, tanto a nivel de red como de terminal de usuario. Los principales operadores se encuentran en pleno despliegue de la tecnología, sin embargo este despliegue está teniendo —de momento— un marcado carácter comercial, puesto que múltiples localizaciones de la geografía española cuentan con cobertura LTE, pero no dimensionada para que un gran número de usuarios puedan disfrutar del servicio con las prestaciones inicialmente especificadas (o publicitadas).

Este aspecto entra de lleno en la motivación para la realización de este

¹A pesar de que —estrictamente hablando— LTE no es una tecnología 4G, sino “pre-4G”, a partir de 2010 la *International Telecommunications Union* (ITU) acepta que LTE sea considerada una tecnología 4G [9].

PFC: el estudio requerido para el dimensionamiento de un despliegue complejo basado en tecnología LTE es tremendamente costoso, dadas las diferencias en la gestión del espectro existentes con otras generaciones de Comunicaciones Móviles anteriores. En consecuencia, el grupo GTIC-Radiocomunicaciones junto la empresa Aptica, han decidido realizar un estudio detallado sobre las mejoras por planificación en LTE cuando se tienen en cuenta de forma detallada los fenómenos de multitrayecto, con propósito de incorporar la información obtenida a las herramientas **Sirenet** y **Xirio** de Aptica.

En el siguiente apartado se enuncian los objetivos de este PFC.

1.1. Objetivos

- Desarrollar en lenguaje Matlab un simulador completamente funcional que tenga en cuenta los fenómenos de propagación debidos al multitrayecto y su incidencia en el canal, de tal manera que se pueda realizar una planificación de usuarios (*scheduling*) basada en la información más real y precisa posible.
- Realizar un gran número de simulaciones para asegurar que la información extraída de dichas simulaciones sea realista.
- Caracterizar dicha información y crear con ella una “interfaz” que permita a las herramientas de planificación de la compañía Aptica beneficiarse de los resultados sin necesidad de realizar esas simulaciones como parte de la planificación radio. La idea esencial es que de las simulaciones realizadas se extraen una serie de resultados tabulados que las herramientas de la empresa Aptica (Sirenet, Xirio) simplemente leen, lo que permite que la planificación se más rápida.

1.2. Estructura de la memoria

Se pretende que el presente documento sea autocontenido en la medida de lo posible, de tal manera que el lector no necesite recurrir a la bibliografía incluida salvo deseo de ampliar conocimientos. Esta memoria consta de cuatro capítulos principales: “Fundamentos teóricos”, “Simulador LTE”, “Resultados de las simulaciones” y “Conclusiones y líneas futuras”. A continuación se describen con mayor detalle los capítulos indicados:

Capítulo 2 - “Fundamentos teóricos” Contiene un estudio de los conceptos esenciales de LTE, en particular de aquellos que afectan a lo estudiado en este trabajo.

Capítulo 3 - “Simulador LTE” Describe en toda su extensión el simulador implementado, profundizando en los algoritmos y los conceptos matemáticos utilizados en distintos puntos. También incluye una descripción de un módulo adicional que se usa para simular el canal multitrayecto.

Capítulo 4 - “Resultados de las simulaciones” En este capítulo se muestran y analizan todos los resultados obtenidos de las simulaciones realizadas.

Capítulo 5 - “Conclusiones y líneas futuras” Contiene las conclusiones extraídas del análisis de resultados, evaluando hasta qué punto se han obtenido los resultados buscados. También se describe qué trabajos futuros podría ser interesante realizar sobre la base del simulador implementado y de trabajo realizado.

Capítulo 2

Fundamentos teóricos

El objetivo de este capítulo es ofrecer un resumen sobre distintos conceptos de la tecnología LTE, de tal forma que el texto sea autocontenido y por tanto albergue la explicación teórica de todas las ideas o funcionalidades de LTE que hayan sido usadas en este PFC. Para ello se comienza con una introducción sobre la tecnología LTE y sus aspectos más destacados, para posteriormente proseguir realizando sucesivas descripciones de los conceptos y funcionalidades que se han considerado de mayor importancia.

2.1. Introducción al sistema LTE

La evolución de los sistemas 3G a los 4G (en la Figura 2.1 se ofrece un resumen de las distintas tecnologías de Comunicaciones Móviles y su evolución desde hace dos décadas) es principalmente debida a la implantación de nuevos tipos de servicios para dispositivos móviles, y habilitada a su vez, por las nuevas tecnologías disponibles para sistemas de comunicaciones móviles. La funcionalidad fundamental que ha dirigido la evolución de los sistemas de Comunicaciones Móviles en los últimos años ha sido la **conectividad a Internet** (que a su vez, permite la conexión a todo un nuevo mundo de servicios prestados mediante aplicaciones). Debido a esto, una de las principales características de LTE es que está “orientado a datos” y tiene una arquitectura de sistema **todo IP**¹, por tanto, está basado en redes de conmutación de paquetes.

En un sistema basado en el *Internet Protocol* (IP) no se tiene en cuenta la naturaleza de los datos que transporta², lo que habilita la posibilidad de

¹De hecho, LTE sólo soporta nativamente comunicaciones de datos (mediante IP), pero no llamadas, siendo en ese caso necesario hacer un *handover* a una red 3G.

²Al menos, en una primera aproximación. Existen técnicas de tipo *Diffserv* que pueden

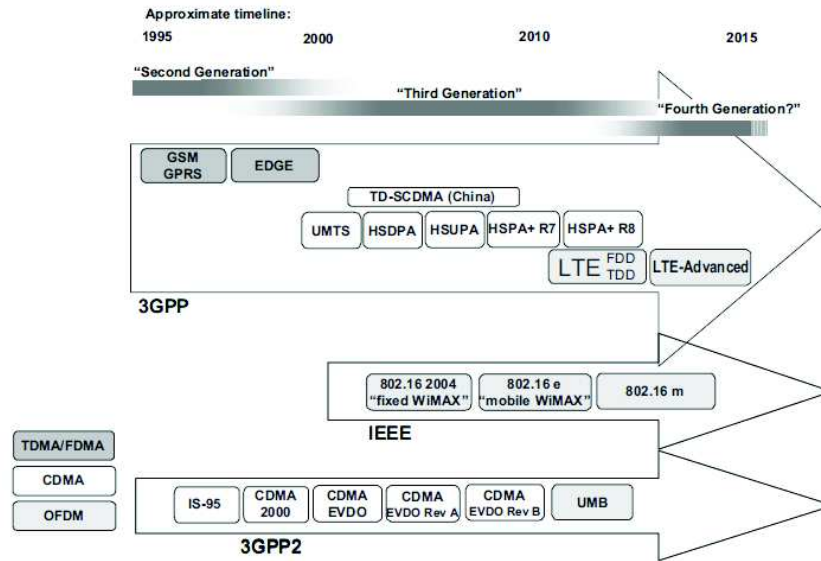


Figura 2.1: Evolución de las comunicaciones móviles desde los años 90 hasta la actualidad [1]

soportar una gran cantidad de servicios distintos. Los parámetros fundamentales de la interfaz radio en un sistema con las características enunciadas son los siguientes:

- **Tasa de datos.** Los servicios con requisitos de tasa de datos baja, como los servicios de voz, son esenciales y suponen una gran parte de los recursos utilizados en una red de Comunicaciones Móviles, sin embargo, son los servicios con requerimientos de altas tasas de transmisión de datos los que condicionan el diseño de la interfaz radio. Servicios como la navegación web, *streaming* de audio o vídeo y transferencia de ficheros, han empujado la capacidad de los sistemas de Comunicaciones Móviles desde apenas algunos kbps (en 2G) o Mbps (en 3G), hasta las decenas de Mbps en las tecnologías bajo el paraguas 4G. Se espera que en los próximos años se llegue a cientos de Mbps, incluso se están empezando a sentar las bases de los sistemas 5G, para los cuales se quieren alcanzar tasas del orden de Gbps.
- **Retardo.** Es un elemento fundamental dentro de los perfiles de uso en auge a día de hoy, llegando a ser crítico en actividades como jugar *on-line*, videoconferencia o *streaming* de vídeo en directo. En cualquier

priorizar unos tipos de datos frente a otros. Esto es principalmente usado para servicios de comunicación en tiempo real (voz y su señalización).

caso un retardo bajo afecta positivamente a la experiencia de uso de cualquier servicio de datos. Todo esto hace que, en las redes modernas de Comunicaciones Móviles el retardo sea un criterio de diseño fundamental.

- **Capacidad.** Desde el punto de vista del operador de una red de Comunicaciones Móviles, se refiere a la tasa de datos media (en el tiempo) que una estación base es capaz de alcanzar cuando transmite a un grupo de usuarios. Está directamente relacionada con la cantidad de usuarios a los que se puede dar servicio en las condiciones requeridas. En esencia, se trata de la tasa de datos que se puede proveer por hercio de espectro disponible. La capacidad juega un papel fundamental en este PFC, puesto que conforma la unidad básica de comparación de resultados.

En el marco de las características descritas, es importante mencionar que el organismo encargado de publicar las especificaciones de LTE es el *Third Generation Partnership Project* (3GPP). Es una organización global compuesta por múltiples entidades de estandarización de diversas regiones del mundo. Otras tecnologías —ampliamente conocidas— desarrolladas por el 3GPP son GSM, GPRS, UMTS y HSPA.

2.1.1. Principios básicos de transmisión: OFDM

Orthogonal Frequency-Division Multiplexing (OFDM) es el esquema de transmisión usado en LTE y otras tecnologías de acceso radio como WiMAX o DVB.

OFDM puede ser visto como un sistema multiportadora. Las características fundamentales que lo diferencian de un sistema multiportadora “puro” son:

- Gran cantidad de subportadoras de banda estrecha y ortogonales.
- Los símbolos de cada subportadora tienen una forma rectangular en el tiempo, y su espectro es una sinc. Esto puede ser visto en la Figura 2.2
- Separación muy reducida en el dominio de la frecuencia para para las subportadoras, concretamente $\Delta f = 1/(T_u)$, donde T_u es el tiempo de símbolo de cada subportadora³ (ver Figura 2.3). El espaciado entre subportadoras es, por tanto, igual al tiempo de símbolo.

³En realidad es $T_u + T_g$, pero se deja como T_u por simplificar la explicación.

Una descripción básica de un modulador OFDM puede verse en la Figura 2.4. Está formado por un banco de N_c moduladores complejos, donde cada modulador se corresponde con una subportadora OFDM. Una señal compleja OFDM en banda base, $x(t)$, definida en el intervalo temporal $mT_u \leq t \leq (m+1)/T_u$ puede ser expresada de la siguiente manera:

$$x(t) = \sum_{k=0}^{N_c-1} x_k(t) = \sum_{k=0}^{N_c-1} a_k^{(m)} e^{j2\pi k \Delta f t} \quad (2.1)$$

donde $x_k(t)$ es la k -ésima subportadora, con una frecuencia igual a $f_k = k \cdot \Delta f$ y $a_k^{(m)}$ es el símbolo —generalmente complejo— con el que se modula la k -ésima subportadora durante el m -ésimo intervalo de símbolo OFDM.

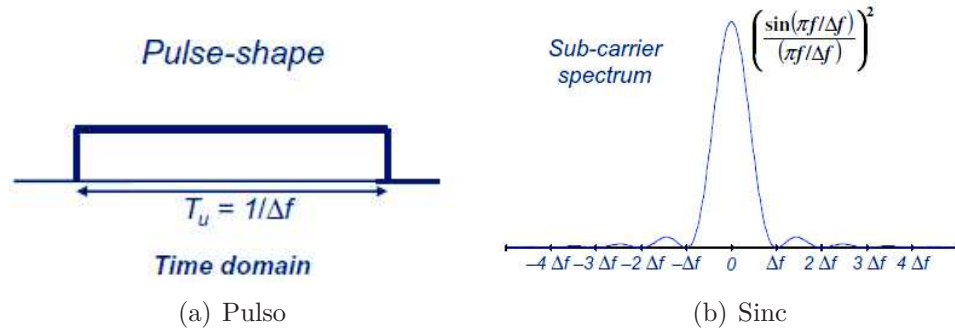


Figura 2.2: Formas de las señales básicas empleadas en el esquema OFDM [1]

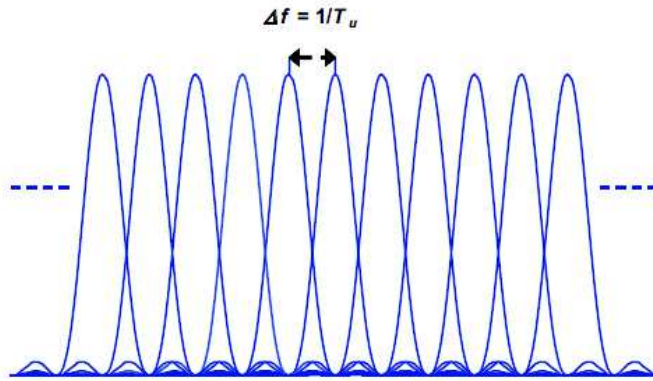


Figura 2.3: Espaciado de subportadoras en OFDM [1]

Durante cada intervalo de símbolo OFDM, N_c símbolos son transmitidos en paralelo. Estos símbolos pueden pertenecer al conjunto de símbolos de cualquier tipo de modulación digital, como QPSK, 16QAM ó 64QAM.

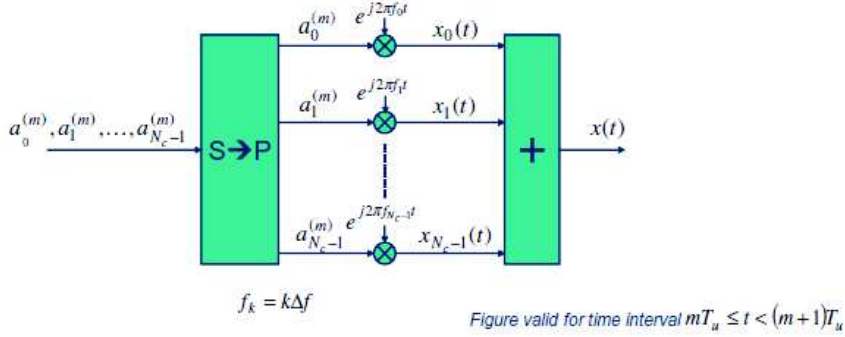


Figura 2.4: Ejemplo de modulador OFDM [1]

El número de subportadoras OFDM puede variar desde varios cientos a miles y el espaciado entre ellas, desde cientos de kHz a sólo algunos kHz. El espaciado entre subportadoras a usar depende de las características del entorno en el que el sistema va a ser utilizado. Aspectos que influyen directamente en el espaciado entre subportadoras son:

- Máxima selectividad en frecuencia del canal (o máxima dispersión temporal esperada). La selectividad en frecuencia produce que la ganancia del canal en distintas subportadoras pueda ser distinta. Si el ancho de banda de las subportadoras es demasiado grande este efecto puede producir distorsión en la información transmitida en cada una de ellas.
- Variabilidad temporal del canal (variabilidad de la respuesta en frecuencia del canal con el tiempo). Está relacionada con la dispersión por efecto Doppler del canal, $f_D := v/c \cdot f_v$, donde v es la velocidad del terminal, f_c es la frecuencia central (2 GHz, por ejemplo) y c es la velocidad de la luz.

Una vez decidido el espaciado entre subportadoras apropiado al canal, el número de estas varía fundamentalmente en función del ancho de banda requerido para el sistema.

El espaciado entre subportadoras en LTE, Δf , es de 15 ó 7.5 kHz [1].

Un esquema de transmisión OFDM puede ser visto como un conjunto de señales $\varphi(t)_k$ que son moduladas, donde:

$$\varphi(t)_k \begin{cases} e^{j2\pi k\Delta f t} & 0 \leq T_u \\ 0 & \text{resto de casos} \end{cases} \quad (2.2)$$

por tanto, el recurso físico no es sólo temporal, sino también frecuencial, como se muestra en la Figura 2.5

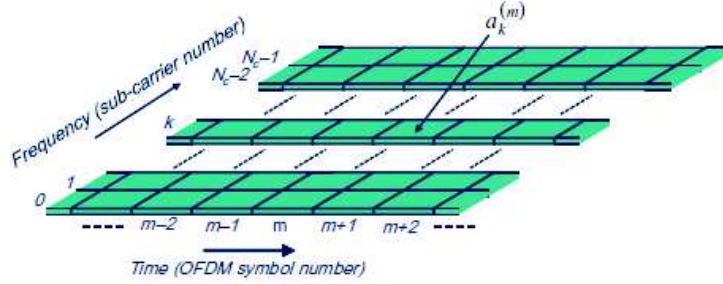


Figura 2.5: Recursos de transmisión usando un esquema de transmisión OFDM [1]

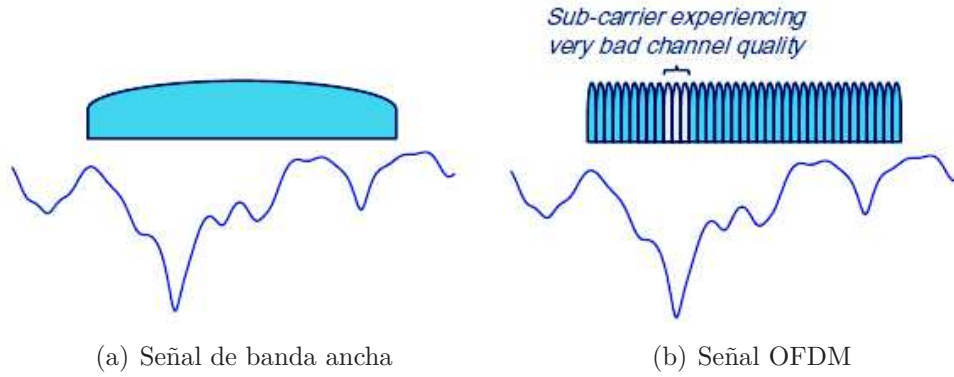


Figura 2.6: Comportamiento de una señal OFDM en contraposición a una señal de banda ancha en un canal muy variable en frecuencia [1]

Como las subportadoras son ortogonales entre sí, pueden ser teóricamente transmitidas sin que se produzcan interferencias entre ellas. Sin embargo, en un canal con dispersión temporal, esta ortogonalidad se ve en parte reducida. La solución a este problema pasa por insertar un prefijo cíclico (CP, *Cyclic Prefix*), sin embargo, esta cuestión está fuera del ámbito de este PFC, por lo que se invita al lector a seguir las referencias bibliográficas para obtener más información.

En la Figura 2.6(b) se puede ver uno de los aspectos más interesantes de un esquema de transmisión OFDM como el que usa LTE. Una de las características de los canales multitrayecto, tan típicos en comunicaciones móviles, es su selectividad y variabilidad en frecuencia. En la Figura 2.6(a) se puede

ver una señal clásica de banda ancha como la que se usa en sistemas UMTS. Se puede intuir que la señal tras pasar por el canal representado va a quedar tremendamente distorsionada. Sin embargo, en una señal OFDM, como el ancho de banda de las subportadoras es muy pequeño, es posible suponer que la respuesta en frecuencia del canal es constante en el rango de frecuencias asociado a cada subportadora. Como en LTE se puede planificar a los usuarios en tiempo y frecuencia, asignando a cada usuario los recursos adecuados (a decidir por el planificador), estos pueden encontrarse con canales virtualmente “planos” en el rango de frecuencias asignado (realmente cada recurso puede ser “plano” y a cada usuario se le pueden asignar múltiples recursos de este tipo, no necesariamente contiguos). Cada usuario puede ser planificado en una cantidad variable de subportadoras; esto se puede ver en la Figura 2.7. Nótese que sólo se hace mención al canal descendente que, como se ha dicho, es el más relevante para este PFC.

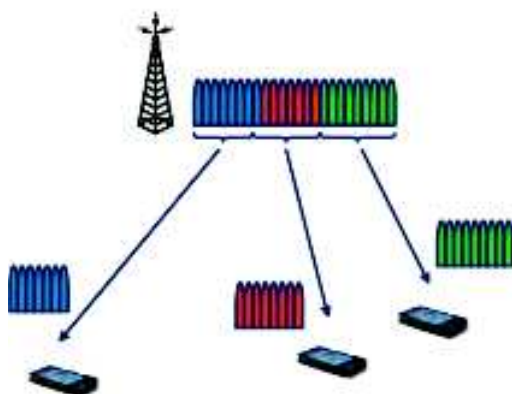


Figura 2.7: Multiplexado en frecuencia de diferentes usuarios en el canal descendente de un sistema LTE [1]

Es interesante mencionar que las portadoras en las que se transmite a un usuario no tienen por qué ser contiguas.

Más adelante se verán en detalle las unidades básicas de planificación en tiempo y frecuencia del sistema LTE, los denominados *resource blocks* (RB).

2.1.2. Esquema de transmisión en LTE

El esquema de transmisión de LTE para el canal descendente está basado en los principios expuestos en el apartado anterior sobre la modulación OFDM.

El espaciado entre las subportadoras OFDM de LTE es de 15 kHz tanto para el canal descendente, como para el ascendente. En el dominio temporal,

las transmisiones LTE están organizadas en tramas radio de 10 ms de duración, cada una de las cuales se divide en 10 subtramas de 1 ms de duración, como se muestra en la Figura 2.8. Cada subtrama está, a su vez, dividida en dos *slots* de tiempo, de duración $T_{\text{slot}} = 0.5$ ms. Cada slot contiene 6 ó 7 símbolos OFDM (dependiendo de la longitud del prefijo cíclico que se escoja para cada símbolo OFDM).

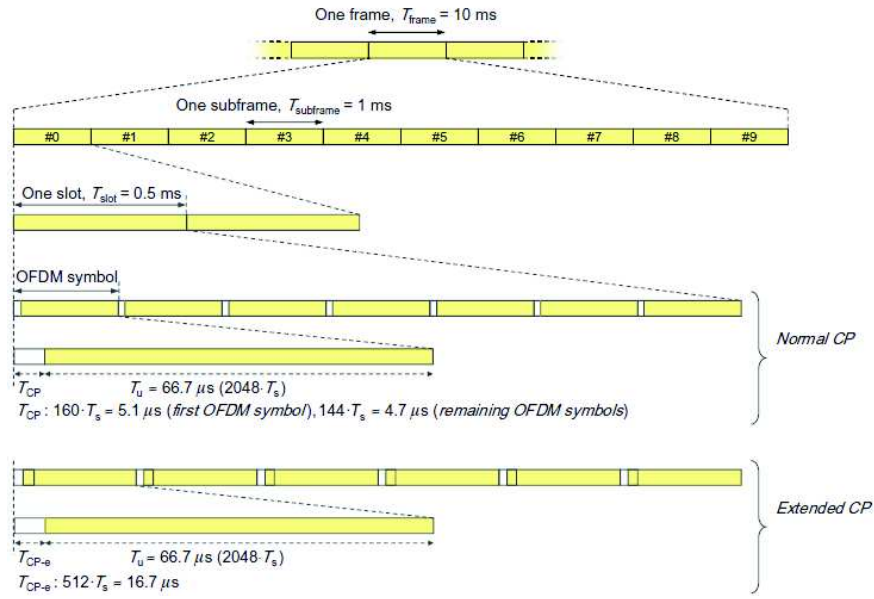


Figura 2.8: Estructura temporal de las tramas de un sistema LTE [1]

El recurso físico básico en un sistema LTE es el denominado **resource element** (RE) y está formado por una subportadora OFDM durante un símbolo OFDM. Como se puede observar en la Figura 2.9, los RE se agrupan para formar los denominados **resource blocks** (RB); cada RB está compuesto de 12 subportadoras OFDM consecutivas en el dominio de la frecuencia y un slot de 0.5 ms en el dominio temporal. Cada RB contiene, por tanto, $7 \cdot 12 = 84$ RE en el caso de usar un prefijo cíclico de duración estándar⁴.

A pesar de que los RB están definidos sobre un slot de tiempo, desde el punto de vista de la planificación dinámica, el recurso básico es la subtrama LTE, de 1 ms de duración (dos slots consecutivos). El número de RB que admite la especificación LTE varía entre 6 (1 MHz de ancho de banda) y 110 (20 MHz de ancho de banda).

⁴En LTE se pueden usar dos prefijos cíclicos de distintas duraciones: la estándar y la ampliada. La ampliada está indicada en entornos con gran dispersión. En la Figura 2.8 se muestran ejemplos de los tipos de prefijos cíclicos.

Lo más interesante desde el punto de vista de este PFC, es que el recurso temporal mínimo asignable es una subtrama (subframe) de 1 ms de duración. 10 de estas subtramas forman una trama LTE, que es la división temporal de mayor tamaño.

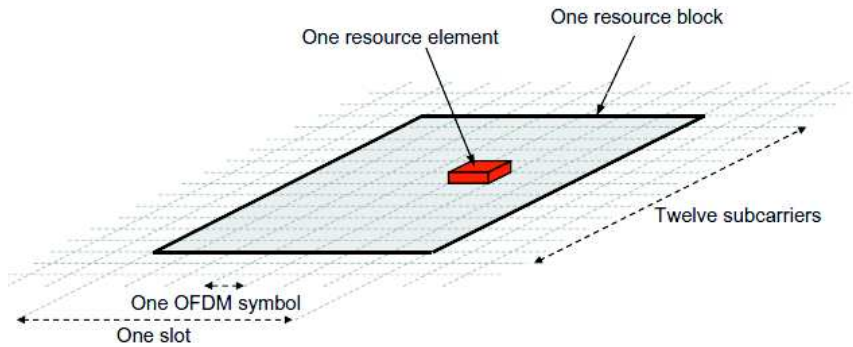


Figura 2.9: Recursos tiempo-frecuencia de un sistema LTE [1]

En lo referente a operación dúplex, LTE puede operar tanto con un esquema FDD (*Frequency-Division Duplex*), como con un esquema TDD (*Time-Division Duplex*). En FDD, los enlaces descendente (*downlink*, DL) y ascendente (*uplink*, UL) ocupan cada uno una banda de frecuencias distinta (f_{DL} y f_{UL}). Usando un esquema TDD ambos enlaces transmiten en la misma banda, por lo que sólo se puede operar uno de ellos al mismo tiempo.

En el simulador implementado la opción utilizada es FDD, lo que se adecua a la realidad de los despliegues comerciales de sistemas de Comunicaciones Móviles basados en LTE⁵.

2.2. Canal multitrayecto

La propagación en un canal multitrayecto es una de las piedras angulares de este proyecto, puesto que de lo que se trata es de cuantificar la mejora conseguida con técnicas de planificación, que se obtiene en un entorno multitrayecto apropiadamente simulado. Un canal multitrayecto presenta la ventaja de que la señal se propaga por múltiples caminos [2], lo que puede tener el efecto positivo de aumentar la cobertura o el nivel de señal recibido. Sin embargo, presenta una serie de inconvenientes:

- En distintos puntos de la transmisión la señal puede no sumarse en fase (interferencia destructiva), lo que produce un desvanecimiento.

⁵El esquema TDD está teniendo cierto protagonismo para despliegues LTE con el objetivo de prestar servicios tipo TETRA.

- El canal se vuelve selectivo en frecuencia (dispersión temporal), lo que puede producir distorsión en la señal. La modulación OFDM que LTE emplea puede aprovecharse de esta selectividad en frecuencia del canal.
- El canal se vuelve selectivo en el tiempo, lo que puede llegar a causar distorsión en la señal (depende de la variabilidad temporal del canal).

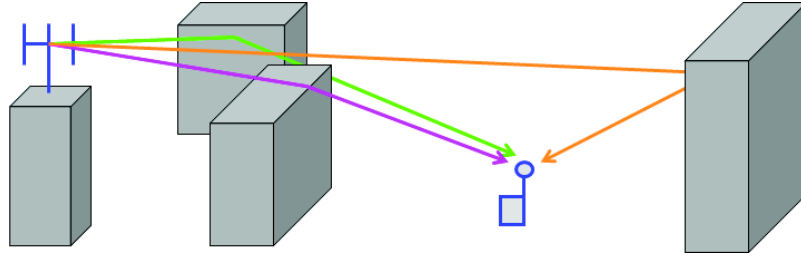


Figura 2.10: Esquema de propagación multitrayecto [2]

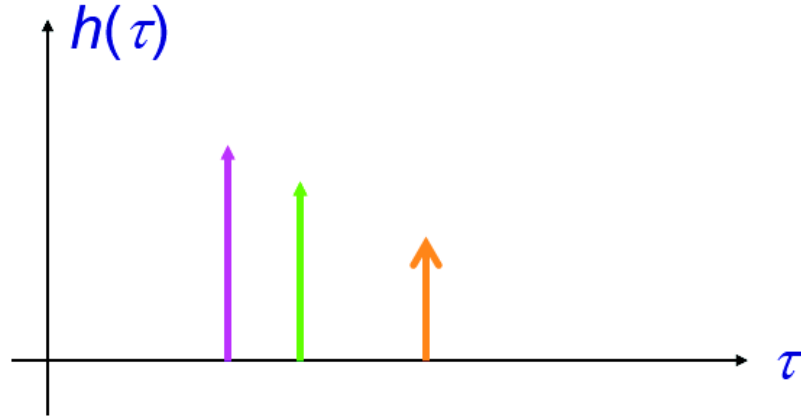


Figura 2.11: Respuesta al impulso del canal en un instante dado [2]

La Figura 2.11 muestra una posible respuesta al impulso de un canal concreto en un instante dado, mientras que la Figura 2.12 muestra la evolución temporal de dicha respuesta al impulso.

Si la respuesta al impulso variante en el tiempo del canal es $h(t, \tau)$, podemos obtener las siguientes funciones que también lo describen:

- Función de transferencia variante en el tiempo: $T(t, f) = \mathcal{F}_\tau[h(t, \tau)]$.
- Función de desplazamiento Doppler - retardo: $S(v, \tau) = \mathcal{F}_t[h(t, \tau)]$.

- Función de transferencia - desplazamiento Doppler: $H(v, f) = \mathcal{F}_t[\mathcal{F}_\tau[h(t, \tau)]]$.

En este PFC la representación principal es la dada por la función de transferencia variante en el tiempo del canal, $T(t, f)$. Esta la forma que toman las matrices de coeficientes de canal (tiempo y frecuencia) usadas en las simulaciones y que están descritas en el Capítulo 3.

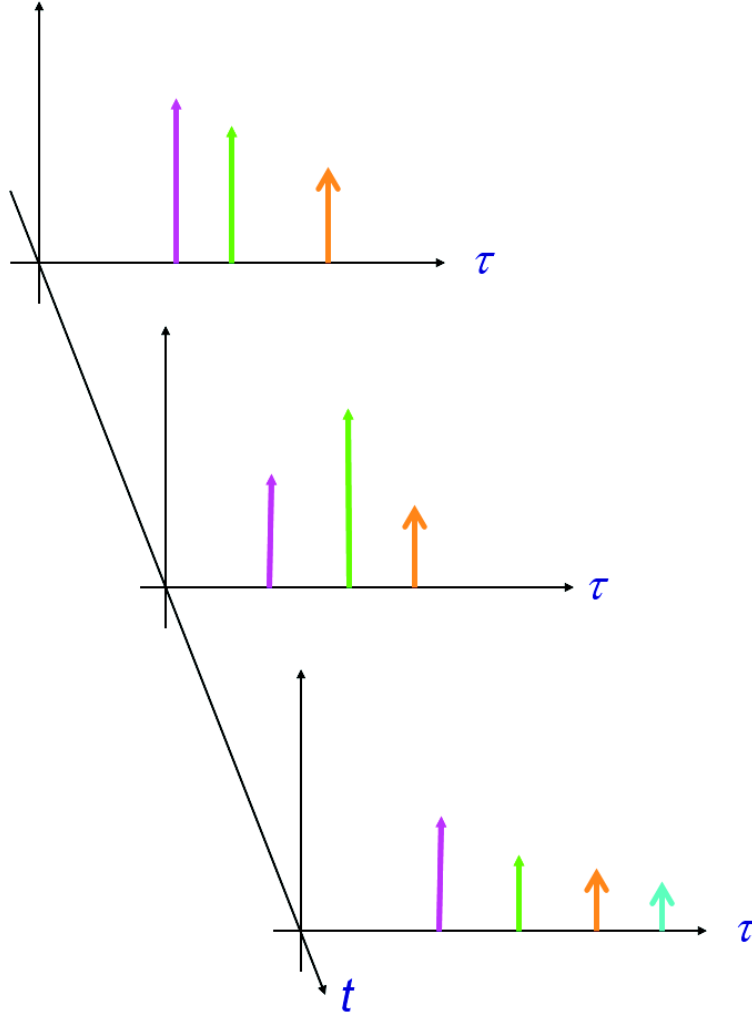


Figura 2.12: Respuesta al impulso del canal variante en el tiempo [2]

La variación aleatoria de $h(t, \tau)$ produce **desvanecimientos**. Dichos desvanecimientos son sensibles a la frecuencia (afectan de manera diferente a las distintas componentes en frecuencia) y al tiempo (afectan de forma distinta a señales transmitidas en instantes de tiempo diferentes). La principal característica de las variaciones que producen estos desvanecimientos es que

son muy rápidas. Este fenómeno es uno de los que se trata de simular con precisión para que la información con la que se realiza la planificación sea lo más realista posible.

2.3. Planificación y adaptación de tasa

Una de las características clave de los canales de Comunicaciones Móviles es la rápida variabilidad de las condiciones instantáneas del canal radio. Esta variabilidad tiene distintos orígenes, siendo uno de los principales el desvanecimiento selectivo en frecuencia. Además existen variaciones rápidas y aleatorias en la atenuación del canal. El desvanecimiento por sombra y la propia atenuación por distancia también afectan significativamente a la potencia recibida. A todo esto hay que añadir, además, que las interferencias que producen otros elementos de la red también impactarán sobre el nivel de señal recibido.

En resumen: en Comunicaciones Móviles el canal es tremendamente variable (y de forma poco predecible). Estas variaciones han de ser tenidas en cuentas y explotadas en la medida de lo posible. Para ello se va a hacer uso de distintas técnicas:

- **Planificación dependiente del canal**, en la que a los usuarios se les asignan recursos de transmisión en tiempo y frecuencia buscando maximizar la tasa de datos obtenida por la estación base.
- **Adaptación al canal**. Técnica que consiste en variar los parámetros de transmisión para ajustarse a las condiciones del canal.
- **Hybrid-ARQ (HARQ)**. Mientras que las técnicas empleadas en los dos puntos anteriores pretenden adaptarse al canal “a priori”, HARQ es una técnica avanzada de corrección de errores en recepción.

2.3.1. Adaptación al enlace: control de potencia vs. control de tasa

La aproximación “tradicional” ha sido tratar de mantener una relación E_b/N_0 suficiente, con la menor variación posible en el receptor, mediante control de potencia en transmisión. Esto produce que la tasa de datos se mantenga constante (ver Figura 2.13). Es una propiedad interesante en servicios de conmutación de circuitos como pueden ser los de voz.

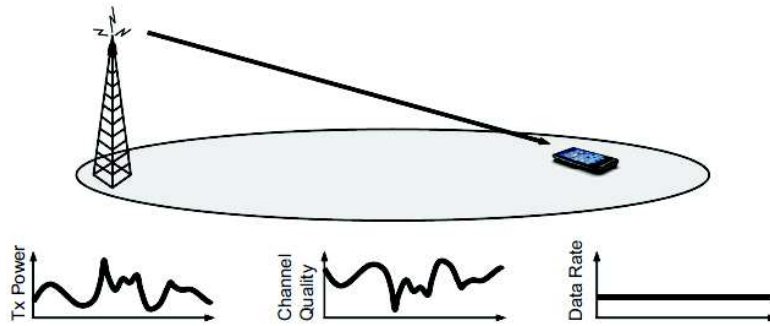


Figura 2.13: Control de potencia [1]

Sin embargo, como se ha discutido al comienzo de este capítulo, los servicios clásicos basados en conmutación de circuitos están perdiendo importancia frente a los basados en conmutación de paquetes. Lo más importante actualmente es explotar, en la medida de lo posible, la capacidad del canal, por lo que la estrategia escogida varía: en vez de transmitir con más potencia cuando peores condiciones presenta el canal, se va a transmitir con la misma potencia, pero se va a aumentar o disminuir la tasa binaria en función de las condiciones del canal. Esta aproximación es la representada por la Figura 2.14.

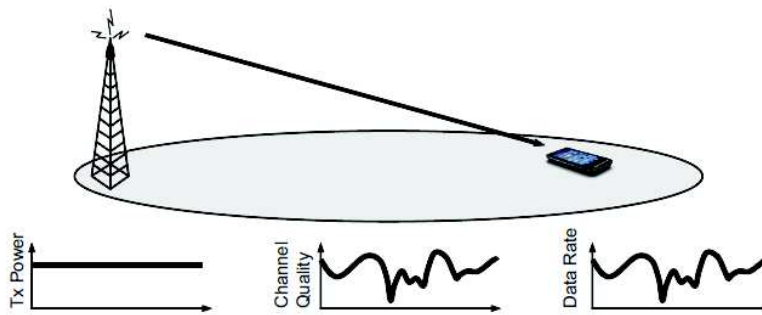


Figura 2.14: Control de tasa de datos [1]

En promedio, la tasa alcanzada por el usuario aumentará respecto al método tradicional. Una ventaja adicional de la adaptación de tasa es que, en principio, los elementos de transmisión transmiten a potencia constante, lo que permite diseñar amplificadores más eficientes y reducir el consumo.

En el siguiente apartado se describen las técnicas de planificación dependiente del canal, en las que se usa esta aproximación de explotar el estado del canal, pero desde un punto de vista multiusuario.

2.3.2. Planificación dependiente del canal

La planificación controla la asignación de recursos radio (“slots” tiempo-frecuencia) a los distintos usuarios. Como se ha indicado, está estrechamente relacionada con la adaptación al canal. Incluso pueden ser consideradas una funcionalidad conjunta. La estrategia de planificación es diferente dependiendo de si esta se realiza en el enlace ascendente o en el descendente. Como el importante de cara al simulador desarrollado es el descendente, es el que se va a revisar en este apartado.

El planificador LTE decide en cada instante a qué usuarios van a ser asignadas las diferentes partes del recurso compartido. El planificador determina también con qué tasa binaria se ha de transmitir a cada uno de los usuarios planificados. Por tanto, como se ha indicado, la adaptación de tasa es una función inherente a la planificación. Esto hace que el planificador sea el elemento clave que determina el rendimiento general del sistema, especialmente en una red con carga alta.

En la Figura 2.15 se pueden ver dos mallas (usuario 1 y usuario 2) que surgen de representar la función bidimensional que describe —en tiempo y frecuencia— el estado del canal para cada uno de esos dos usuarios. El hecho de que el esquema de transmisión en LTE esté basado en OFDM, permite que el planificador tenga acceso a información en ambos dominios, pudiendo seleccionar en cada instante qué sub-banda de qué usuario presenta mejores condiciones de transmisión y planificar en consecuencia.

La posibilidad de realizar planificación dependiente del canal es especialmente útil cuando el terminal de usuario se mueve a baja velocidad, es decir, cuando el canal varía temporalmente de forma lenta. La planificación de canal se apoya en la variabilidad en la calidad del canal entre usuarios para obtener ganancias por planificación. Dicha ganancia depende, por tanto, de lo fidedigna que sea la información que tiene el planificador sobre el estado del canal. Dado que la tasa a la que los usuarios pueden realimentar información de estado del canal a la estación base es limitada (así como la precisión de esta información), cuanto más lenta sea la variación del mismo, más actualizada será la información que tiene el planificador y más adecuada será, en consecuencia, la planificación. A esto hay que añadirle la rapidez (o granularidad en tiempo y frecuencia) con la que el planificador es capaz de realizar la planificación.

En LTE, las decisiones de planificación pueden ser tomadas como máximo cada milisegundo y en bloques de frecuencia de 180 kHz. Esto permite que el usuario sea capaz de “seguir” el canal, incluso cuando este varía moderadamente rápido.

De cara a poder planificar en el canal descendente, el terminal debe pro-

veer a la estación base de informes de estado del canal, que incluyen una medida de la calidad instantánea del canal en el enlace descendente, tanto en el dominio del tiempo como de la frecuencia. El estado del canal se obtiene midiendo sobre **señales de referencia** transmitidas en el enlace descendente. Basándose en estos informes del estado del canal, también conocidos como *Channel-State Information*⁶ (CSI), el planificador puede asignar recursos de transmisión en el enlace descendente a los distintos terminales, considerando la calidad reportada del canal en las decisiones de planificación. En principio, el planificador puede asignar cualquier combinación de RB, de 180 kHz en cada intervalo de 1 ms.

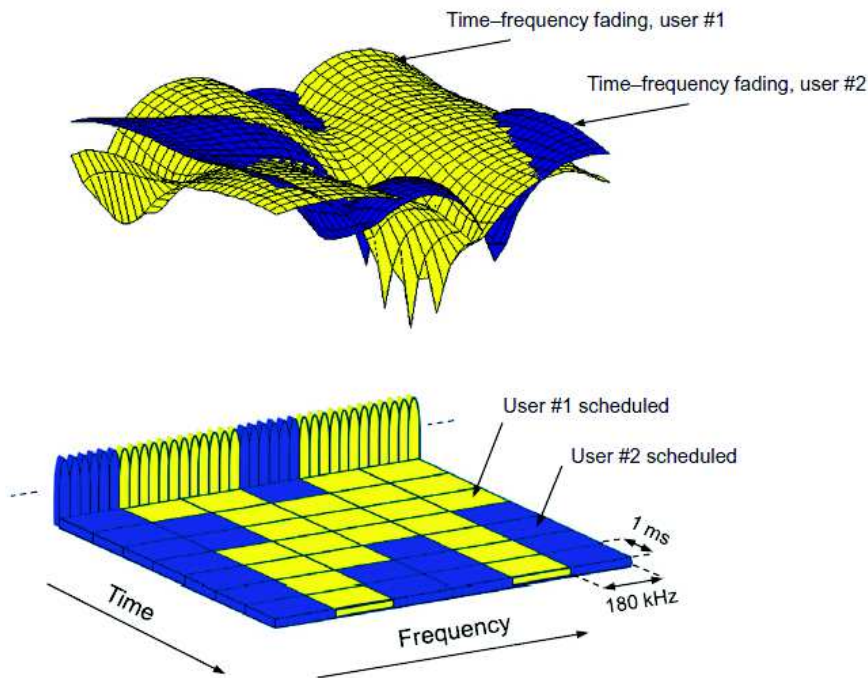


Figura 2.15: Control de tasa de datos [1]

Planificadores disponibles (descritos con mayor profundidad en el Capítulo 3):

- *Proportional Fair.*
- *Max-SINR.*
- *Round-Robin.*

⁶Compuestos en LTE por el RI, PMI y CQI. Se verá en apartados posteriores.

En principio, el 3GPP no establece cómo ha de implementarse la función de planificación. Cada suministrador usa su propia aproximación.

2.3.3. Esquemas avanzados de retransmisión

Como se ha visto en apartados previos, LTE presenta diversos mecanismos de adaptación al canal, pero esto no libera al sistema de los errores en recepción derivados, por ejemplo, del ruido en recepción. Es necesario incluir algún tipo de sistema que corrija errores a posteriori. Los sistemas de Comunicaciones Móviles usan las siguientes técnicas:

- *Forward Error Correction* (FEC). Con esta técnica se introduce una cierta redundancia en la señal (a nivel de bit), que sirve para comprobar los bits que ha llegado en mal estado e incluso corregirlos.
- *Automatic Repeat Request* (ARQ). Esta técnica funciona en combinación con FEC. Cuando FEC detecta un error en una porción de datos recibidos, ARQ se encarga de pedir al transmisor que retransmita dicha porción, **descartando sus versiones previas erróneas**.

En LTE se usa una combinación de ambos métodos denominada *Hybrid-ARQ* (HARQ), en la que FEC corrige los errores que puede corregir, detectando el resto y usando ARQ para que se le retransmitan las porciones de datos que no puede corregir. Esta técnica tiene un problema y es que todas las transmisiones y retransmisiones de una trama de datos incorrecta se descartan, a pesar de que contienen información útil.

Por esto, lo que realmente LTE usa es una variante de la técnica HARQ denominada *HARQ con combinación*. En HARQ con combinación no se descartan todas las tramas de datos erróneas sobre las que se pide retransmisión, sino que se almacenan en un buffer y se van combinando de cara a obtener una única **trama combinada**, que es más “fiable” que aquellas de las que se compone independientemente. La técnica FEC se aplica entonces a esta trama combinada, si hay algún error que no se pueda corregir se pide una retransmisión y se inicia el proceso.

Existen dos variantes de HARQ con combinación:

- *Chase combining*.
- *Incremental redundancy* (IR).

Con *Chase combining* (Figura 2.16), las retransmisiones son todas iguales. El receptor usa una técnica MRC para combinar cada bit recibido (de todas

las retransmisiones), y con la señal resultante se alimenta el receptor. Como cada retransmisión es una copia idéntica de la transmisión original, la técnica *Chase combining* puede ser vista como un código adicional de repetición.

Por tanto, como no se transmite nueva redundancia, *Chase combining* no proporciona ningún tipo de ganancia adicional de codificación y sólo incrementa la relación E_b/N_0 acumulada de la señal.

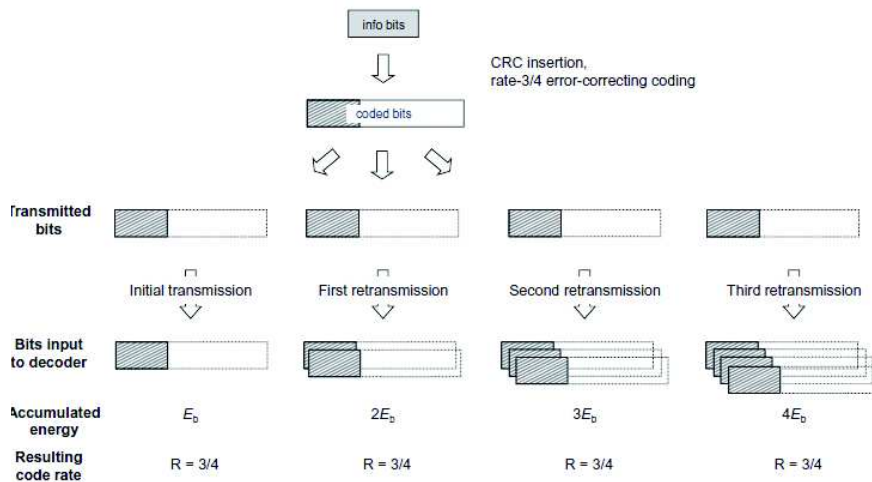


Figura 2.16: HARQ con combinación y *Chase combining* [1]

Con IR (Figura 2.17) cada retransmisión no tiene por qué ser idéntica al original. En su lugar, se generan múltiples juegos de bits codificados representando cada uno el mismo conjunto de bits de información. Cuando una retransmisión es efectuada, lo normal es que se codifique de forma diferente a las retransmisiones previas. El receptor combina esta retransmisión con los distintos intentos previos para el mismo paquete. Como la retransmisión puede contener bits adicionales de paridad que no fueron incluidos en las retransmisiones previas, la tasa de codificación resultante normalmente se reduce con cada retransmisión. Además, tanto el número de bits de paridad, como el esquema de transmisión usado para la retransmisión no tienen por qué ser iguales al original. En este punto se puede comprobar que *Chase combining* es un caso particular de IR. La implementación típica de IR consiste en realizar la primera transmisión con una tasa de codificación baja, que se va aumentando en las sucesivas retransmisiones. Con IR cada retransmisión supone un aumento de la E_b/N_0 y de la ganancia por codificación.

HARQ con combinación, independientemente de si se usa *Chase combining* o IR, supone una reducción implícita de la tasa de datos debido a las retransmisiones y por tanto puede ser vista como una especie de adaptación “implícita” al canal. Sin embargo, al contrario que con la adaptación explí-

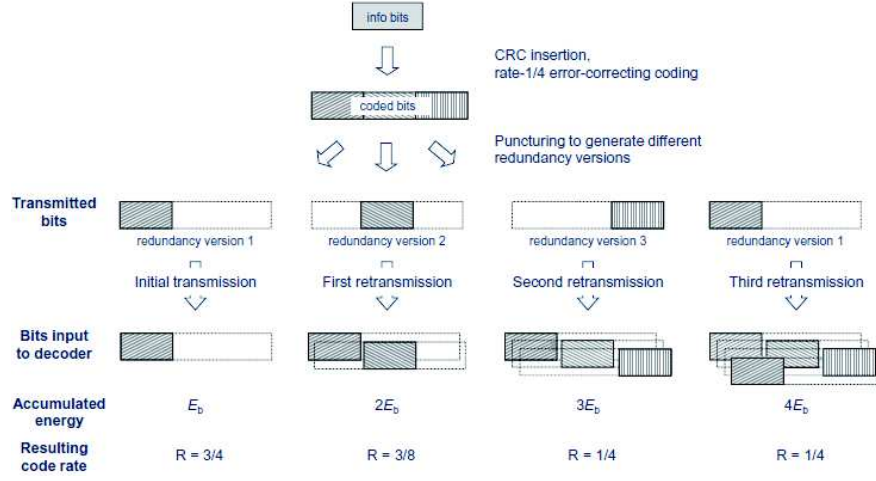


Figura 2.17: HARQ con combinación e *incremental redundancy* [1]

cita al canal basada en estimaciones de sus condiciones instantáneas, HARQ ajusta la tasa de codificación en función de los resultados obtenidos en el decodificador. En términos de tasa de datos total, esta clase de adaptación implícita al enlace puede ser superior a la adaptación explícita, puesto que la redundancia adicional sólo se usa cuando es necesaria, es decir cuando las transmisiones previas de alta tasa binaria no fueron fructíferas. Además, no trata de predecir variaciones en el canal, por lo que alcanza los mismos resultados de calidad independientemente de la velocidad de movimiento del terminal. Como la adaptación implícita al canal puede producir una ganancia en la tasa de datos obtenida por el sistema, es razonable preguntarse por qué es necesario ningún tipo de adaptación explícita al canal. La principal justificación para usar adaptación explícita es que se consiguen mejores retardos, por tanto y a pesar de que usar únicamente adaptación implícita al canal puede ser suficiente desde el punto de vista de la tasa de datos obtenida, la calidad percibida del servicio de cara al usuario final puede verse mermada en lo que a retardo se refiere.

2.4. Transmisión con múltiples antenas

La introducción de múltiples antenas en los distintos equipos, es una de las vías básicas de cara a mejorar las prestaciones de los sistemas de Comunicaciones Móviles. La transmisión con múltiples antenas engloba distintas técnicas, que tienen en común el hecho de disponer de varias antenas (o elementos radiantes), tanto en el transmisor como en el receptor (de forma

simultánea o no), así como de una cierta cantidad de procesamiento de señal.

Algunas ventajas derivadas del uso de múltiples antenas son:

- Aumento de la capacidad del sistema (más usuarios por célula).
- Aumento del área de cobertura.
- Mejora de la provisión del servicio (mayores tasas de datos para los usuarios).

La existencia de múltiples antenas, tanto en la estación base como en el terminal usuario, puede ser explotada de distintas formas en función del objetivo que se desee conseguir:

- **Obtención de diversidad adicional** de cara a combatir el desvanecimiento multitrayecto. En ese caso, los canales de ambas antenas receptoras deben tener una baja correlación, lo que implica que la distancia entre los elementos receptores ha de ser grande (diversidad espacial), o la polarización distinta (diversidad por polarización).
- **Conformación de haz** de la antena, de tal forma que cumpla un cierto criterio, como puede ser maximizar el lóbulo principal de radiación en la dirección del receptor o para suprimir señales interferentes. Esta conformación puede ser conseguida tanto con baja como con alta correlación en los canales de transmisión.
- **Multiplexación espacial.** La existencia simultánea de distintas antenas, tanto en transmisión como en recepción, puede ser usada para crear lo que puede ser visto como múltiples canales de transmisión radio. Esto habilita la posibilidad de aumentar en gran manera la tasa de datos sin tener que emplear un mayor ancho de banda.

2.4.1. Múltiples antenas en recepción

Históricamente, el despliegue de múltiples antenas para recepción ha sido la forma más empleada en lo que se refiere a técnicas con múltiples antenas. Esta técnica es comúnmente conocida como “diversidad en recepción”⁷ (incluso si el objetivo de las múltiples antenas no es conseguir diversidad adicional respecto del desvanecimiento del canal).

⁷La versión más básica de la diversidad en recepción vendría dada por el método de “selección”, en el que en cada instante se escoge como antena receptora la que más nivel de señal esté recibiendo de todas las disponibles.

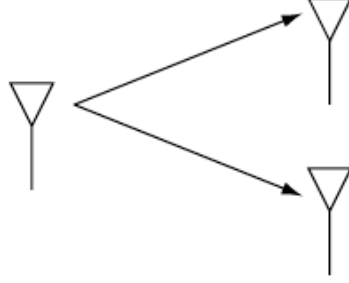


Figura 2.18: Diversidad en recepción [3]

En un canal con desvanecimiento plano (no selectivo en frecuencia), con 1 antena transmisora y L receptoras (Figura 2.18), el modelo de canal es el siguiente:

$$y_l[m] = h_l[m]x[m] + w_l[m] \quad l = 1, \dots, L \quad (2.3)$$

donde el ruido $w_l[m] \sim \mathcal{CN}(0, N_0)$ es independiente en las distintas antenas. La idea consiste en averiguar el símbolo transmitido, $x[1]$ a partir de lo recibido en las distintas antenas, $y_1[1], \dots, y_L[1]$. Si las antenas tienen suficiente separación entre ellas, se puede asumir que las ganancias $h_l[1]$ son Rayleigh independientes, por tanto se obtiene una ganancia por diversidad de L .

Operando la SNR total recibida podemos distinguir dos tipos de ganancia conforme aumentamos L [4]:

$$\|h\|^2 \text{SNR} = L \text{SNR} \cdot \frac{1}{L} \|h\|^2. \quad (2.4)$$

El primer término se corresponde con una “ganancia en potencia”: al tener varias antenas en recepción y combinando de forma coherente la señal recibida, la ganancia total aumenta linealmente con L . Por ejemplo, doblando L se obtiene una ganancia de 3dB. El segundo término refleja la “ganancia por diversidad”: promediando los distintos caminos independientes de las señales recibidas, la probabilidad de que la ganancia total sea pequeña se reduce.

Si las ganancias de los distintos canales recibidos, $h_l[1]$ están totalmente correladas, sólo se obtiene ganancia en potencia al aumentar L , no ganancia por diversidad. Por otra parte, incluso cuando todos los coeficientes h_l son independientes la ganancia por diversidad es marginal cuando L aumenta (el segundo miembro de 2.5 converge a 1, debido a la ley de los grandes números):

$$\frac{1}{L} \|h\|^2 = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L |h_l[1]|^2. \quad (2.5)$$

La ganancia por potencia, por supuesto, no tiene ningún tipo de limitación: aumenta 3 dB cada vez que se dobla L .

Maximal ratio combining. El método de recepción explicado es el denominado *maximal ratio combining* (MRC) y se basa en el empleo de un filtro adaptado en recepción. Cualitativamente, el proceso llevado a cabo contempla:

1. Poner en fase las señales (para evitar suma destructiva).
2. Dar a cada señal un peso proporcional a su amplitud (las señales más débiles se consideran menos fiables y por tanto han de tener menos importancia en el cómputo final).

En última instancia, se tiene el resultado indicado por (2.6).

$$\text{SNR} = \text{SNR}_1 + \dots + \text{SNR}_L \quad (2.6)$$

Por último, mencionar que mucha literatura se refiere a esta técnica como esquemas *Multiple-Input/Single-Output* (MISO).

2.4.2. Múltiples antenas en transmisión

Como indica la Figura 2.19, en este caso nos encontramos un transmisor con L antenas y un receptor con 1 antena. Se emplea sobre todo en sentido descendente, usando las dos o más antenas que suele tener la base para diversidad de recepción en sentido ascendente.

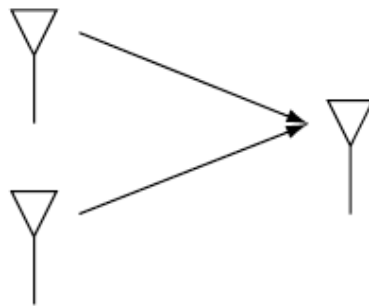


Figura 2.19: Diversidad en transmisión [3]

Es un método que presenta unas ventajas similares a la de diversidad en recepción. Hay dos implementaciones:

- Con realimentación (o “en bucle cerrado”), en el que el móvil indica a la base como esta ha de transmitirle. Es similar a MRC en recepción, pero los pesos de la combinación lineal se aplican en transmisión, tenemos por tanto precodificación espacial.
- Sin realimentación (método de Alamouti). No necesita realimentación.

Estas técnicas son conocidas también como esquemas *Single-Input/Multiple-Output* (SIMO).

2.4.3. Multiplexación espacial

El empleo de múltiples antenas tanto en el transmisor como en el receptor, abre la posibilidad de aprovechar el canal en mayor medida de lo que las técnicas vistas hasta ahora permiten. En el caso de aprovecharse de forma simultánea de la existencia de antenas múltiples en ambos extremos de la transmisión, se abre la posibilidad de utilizar “multiplexación espacial”, lo que permite un uso más eficiente de la interfaz radio (especialmente en escenarios donde la SINR es elevada).

Como se ha visto en los apartados precedentes, un aumento del número de antenas permite aumentar la SINR en un factor $n_t \times n_r$ (siendo n_t el número de antenas transmisoras y n_r el número de antenas receptoras), sin embargo en escenarios limitados por el ancho de banda disponible, este aumento de potencia no puede suponer un aumento indefinido de capacidad (este efecto viene descrito por el límite de Shannon):

$$C = \text{BW} \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right) \quad (2.7)$$

Lo que ocurre es una especie de saturación: como la S/N está dentro de un logaritmo, para relaciones S/N grandes un aumento apenas se nota.

Sin embargo, utilizando adecuadamente —si las condiciones son las adecuadas— las antenas de transmisor y receptor, se pueden crear hasta $N_L = \min(n_t, n_r)$ canales espaciales independientes, cada uno con menos SINR (la señal disponible se “reparte” entre los distintos canales espaciales). Esto supone que en términos de capacidad de canal pasemos de:

$$\frac{C}{\text{BW}} = \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right), \quad (2.8)$$

a tener por “canal espacial”:

$$\frac{C}{\text{BW}} = \log_2 \left(1 + \frac{n_r}{N_L} \cdot \frac{S}{N} \right). \quad (2.9)$$

Resultando la capacidad total del sistema en:

$$\frac{C}{\text{BW}} = \log_2 \left(1 + \frac{n_r}{N_L} \cdot \frac{S}{N} \right) = \quad (2.10)$$

$$= \min(n_t, n_r) \cdot \left(1 + \frac{n_r}{\min(n_t, n_r)} \cdot \frac{S}{N} \right). \quad (2.11)$$

Esto supone que, en ciertas condiciones, la capacidad del canal pueda variar de forma lineal con el número de antenas, lo que evita que la tasa de datos sature. Este método entra dentro el conjunto conocido como técnicas *Multiple-Input/Multiple-Output* (MIMO); en este caso concreto lo que se busca es conseguir multiplexación espacial.

Para clarificar todo lo descrito hasta ahora en lo referente a multiplexación espacial, en la Figura 2.20 se propone un ejemplo de transmisión basada en MIMO 2 x 2 (dos antenas transmisoras y dos receptoras). Es un ejemplo representativo, puesto que es el caso de simulación preferido para el análisis de datos en este PFC:

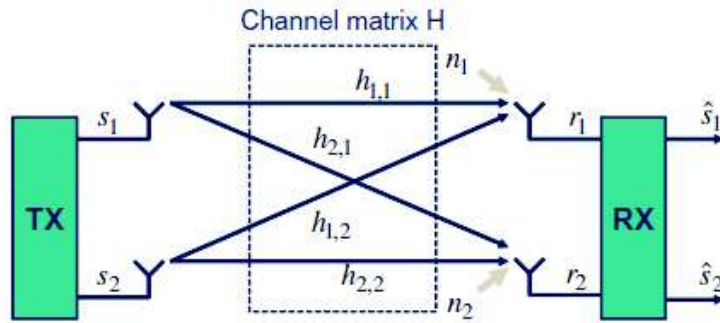


Figura 2.20: Esquema de transmisión con MIMO 2x2 [1]

Basándonos en la Figura 2.20, la señal recibida se puede expresar de la siguiente manera:

$$\bar{r} = \begin{pmatrix} r_1 \\ r_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_{1,1} & h_{1,2} \\ h_{2,1} & h_{2,2} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} s_1 \\ s_2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} n_1 \\ n_2 \end{pmatrix} = \mathbf{H} \cdot \bar{s} + \bar{n}, \quad (2.12)$$

donde \mathbf{H} es la **matriz de canal** (2 x 2 en este caso). Teniendo en cuenta la existencia de ruido y que la matriz de canal \mathbf{H} sea invertible, el vector \bar{s} , y por tanto, las señales s_1 y s_2 , pueden ser recuperadas en el receptor, sin interferencias residuales entre las señales, multiplicando el vector recibido \bar{r}

por una matriz $\mathbf{W} = \mathbf{H}^{-1}$ (tal y como indica la Figura 2.21):

$$\begin{pmatrix} \hat{s}_1 \\ \hat{s}_2 \end{pmatrix} = \mathbf{W} \cdot \bar{\mathbf{r}} = \begin{pmatrix} s_1 \\ s_2 \end{pmatrix} + \mathbf{H}^{-1} \cdot \bar{\mathbf{n}}. \quad (2.13)$$

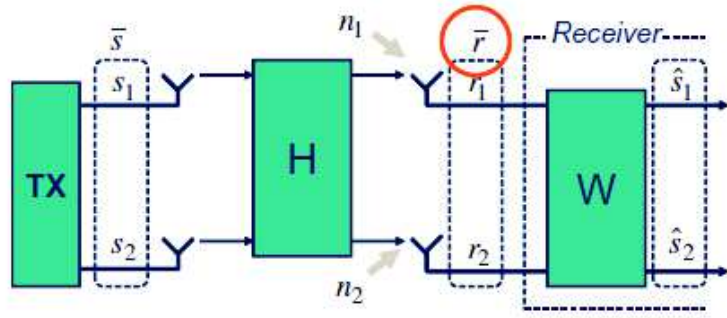


Figura 2.21: Esquema de recepción con MIMO 2x2 [1]

De la Eq. (2.13) se puede deducir que cuanto más cerca esté la matriz \mathbf{H} de ser singular, más ruido se encontrará a la hora de demodular.

Hay casos en los que no va a ser posible utilizar N_L canales espaciales:

- En el caso de que las condiciones del canal sean muy desfavorables (SINR baja), la ganancia debida a la multiplexación espacial es muy baja (similar a la que se logra con conformación de haz o diversidad). En este caso la estrategia a utilizar sería emplear las múltiples antenas de cara a realizar conformación de haz de transmisión.
- En un caso general, el orden de la multiplexación espacial debe ser determinado basándose en las propiedades de la matriz de canal $n_r \times n_t$. Toda antena “sobrante” debería ser usada para conformación de haces. Por antena sobrante se entiende toda aquella que no es usada para crear un flujo espacial independiente (el máximo número de flujos independientes es como mucho igual al mínimo número de antenas existentes en el RX o el TX).

Esto puede ser conseguido mediante técnicas de multiplexación espacial basadas en codificación.

MIMO en el modelo de canal SCME. Como se describirá en el Capítulo 3, el modelo de canal SCME empleado permite la obtención de coeficientes

de canal para cualquier número de flujos espaciales, a partir del número de elementos de antena tanto en transmisión como en recepción, conforme a lo que se ha descrito en dicho capítulo.

2.4.3.1. Descomposición en valores singulares

La técnica de descomposición en valores singulares (*singular value decomposition*, SVD [4]), es el método que se emplea en el simulador descrito en este PFC para determinar las matrices de precodificación y postcodificación espacial usadas para simular la transmisión.

Un canal radio invariante, de banda estrecha, con n_t antenas de transmisión y n_r antenas de recepción, queda determinado por una matriz \mathbf{H} . A continuación se describen cuales son las propiedades clave de \mathbf{H} que permiten determinar qué cantidad de multiplexación espacial puede ser soportada en unas condiciones concretas.

Sea el canal invariante temporal descrito por la siguiente ecuación:

$$y = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{w}, \quad (2.14)$$

donde $\mathbf{x} \in (C)^{n_t}$, $\mathbf{y} \in (C)^{n_r}$ y $w \sim \mathcal{CN}(0, N_0 \mathbf{I}_{n_r})$ son, la señal transmitida, la señal recibida y ruido blanco gaussiano durante la duración de un símbolo. La matriz de canal $\mathbf{H} \in \mathcal{C}^{n_r \times n_t}$ es determinista, se asume constata en todos los instantes de tiempo y conocida por el transmisor y el receptor. $h_{i,j}$ es el coeficiente del canal para transmitir de la antena j a la i . La potencia total disponible es P .

Esto representa un canal gaussiano “vectorial”. La capacidad puede ser extraída descomponiendo el vector de canal en un conjunto de sub-canales gaussianos escalares independientes. Sabemos que, algebraicamente, toda transformación lineal puede ser representada como una composición de 3 operaciones: rotación, escalado y otra rotación. En notación algebraica, la descomposición en valores singulares de la matriz \mathbf{H} es:

$$\mathbf{H} = \mathbf{U}\mathbf{\Lambda}\mathbf{V}^*, \quad (2.15)$$

donde $\mathbf{U} \in (C)^{n_r \times n_r}$ y $\mathbf{V} \in (C)^{n_t \times n_t}$ son matrices unitarias⁸ de rotación y $\mathbf{\Lambda} \in (R)^{n_r \times n_t}$ es una matriz rectangular cuyos elementos de la diagonal principal son valores reales positivos, siendo el resto de valores igual a 0.⁹ Los elementos de la diagonal principal $\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_{n_{\min}}$ son los valores singulares **ordenados** de la matriz \mathbf{H} , donde $n_{\min} := \min(n_t, n_r)$. Como

$$\mathbf{H}\mathbf{H}^* = \mathbf{U}\mathbf{\Lambda}\mathbf{\Lambda}^t\mathbf{U}^*, \quad (2.16)$$

⁸Una matriz unitaria \mathbf{U} cumple que $\mathbf{U}^*\mathbf{U} = \mathbf{U}\mathbf{U}^* = \mathbf{I}$.

⁹Se considera una matriz diagonal, a pesar de no ser rectangular.

los valores λ_i^2 son los autovalores de la matriz $\mathbf{H}\mathbf{H}^*$ y de $\mathbf{H}^*\mathbf{H}$ [4]. Es importante resaltar que hay n_{\min} valores singulares. Se puede reescribir la SVD como

$$\mathbf{H} = \sum_{i=1}^{n_{\min}} \lambda_i \mathbf{u}_i \mathbf{v}_i^*, \quad (2.17)$$

que es la suma de las matrices (de rango 1) $\lambda_i \mathbf{u}_i \mathbf{v}_i^*$. De hecho, el rango de \mathbf{H} es el número de valores singulares distintos de 0.

Sean

$$\tilde{\mathbf{x}} := \mathbf{V}^* \mathbf{x}, \quad (2.18)$$

$$\tilde{\mathbf{y}} := \mathbf{U}^* \mathbf{y}, \quad (2.19)$$

$$\tilde{\mathbf{w}} := \mathbf{U}^* \mathbf{w}, \quad (2.20)$$

se pueden reescribir las ecuaciones de canal ((2.14)) como

$$\tilde{\mathbf{y}} = \Lambda \tilde{\mathbf{x}} + \tilde{\mathbf{w}}, \quad (2.21)$$

donde $\tilde{\mathbf{w}} \sim \mathcal{CN}(0, N_0 I_{n_r})$ tiene la misma distribución que \mathbf{w} y $\|\tilde{\mathbf{x}}\|^2 = \|\mathbf{x}\|^2$. Por tanto, la energía se conserva y obtenemos una representación equivalente en la forma de canales paralelos gaussianos:

$$\tilde{y}_i = \lambda_i \tilde{x}_i + \tilde{w}_i, \quad i = 1, 2, \dots, n_{\min} \quad (2.22)$$

Esta equivalencia queda representada en la Figura 2.22.

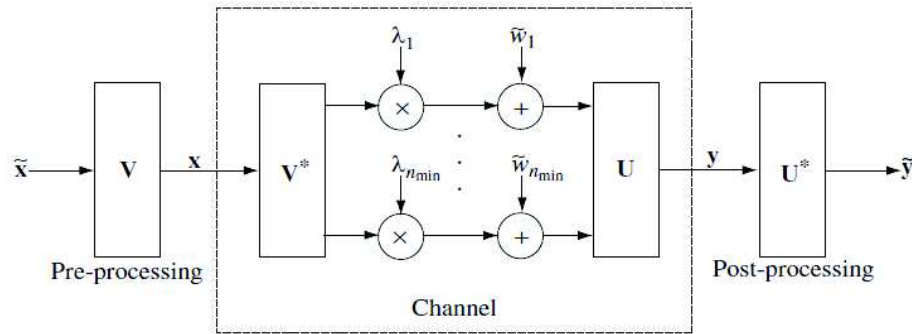


Figura 2.22: Conversión de un canal MIMO en múltiples canales paralelos mediante SVD [4]

La técnica SVD puede ser interpretada como dos “transformaciones de coordenadas”: si la entrada del sistema es expresada en términos del sistema de coordenadas dado por las columnas de \mathbf{V} y la salida es expresada en términos del sistema de coordenadas definido por \mathbf{U} , la relación de entrada/salida

es muy simple. La Ec. (2.21) representa el canal original (2.14) con la entrada y la salida expresada respecto a estos nuevos sistemas de coordenadas.

La capacidad de este canal MIMO es, por tanto:

$$C = \sum_{i=1}^{n_{\min}} \log \left(1 + \frac{P_i^* \lambda_i^2}{N_0} \right) \quad \text{bits/s/Hz,} \quad (2.23)$$

de tal forma que $\sum_i P_i^* = P$. Cada λ_i se corresponde con un “automodo” del canal (también se le puede llamar “autocanal”). Cada “autocanal” distinto de cero puede ser usado para transmisión de un flujo independiente de datos, lo que supone que un canal MIMO pueda soportar múltiples flujos de datos. En la Figura 2.23 queda representada la arquitectura de un canal de comunicaciones basado en SVD (Aunque se muestra un elemento denominado “AWGN coder”, no es estrictamente necesario para usar SVD).

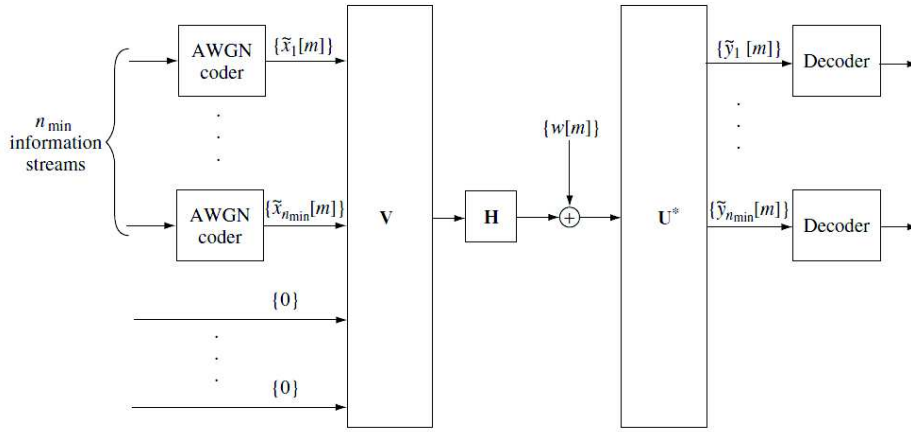


Figura 2.23: Arquitectura SVD para comunicación empleando MIMO [4]

2.4.3.2. Multiplexación espacial basada en matrices de precodificación

Aunque la implementación de la multiplexación espacial a bajo nivel no es un objetivo fundamental del simulador descrito, a continuación se dan unas pinceladas sobre la forma en la que se lleva a cabo en LTE la multiplexación espacial. La Figura 2.24 da una idea básica sobre el proceso básico de precodificación basado en un *codebook*.

La idea fundamental es que los símbolos OFDM se “mapean” a distintas capas espaciales¹⁰. Dichas capas espaciales pueden variar de 1 al número de

¹⁰Este concepto ya ha sido introducido previamente cuando se ha hablado “multiple-

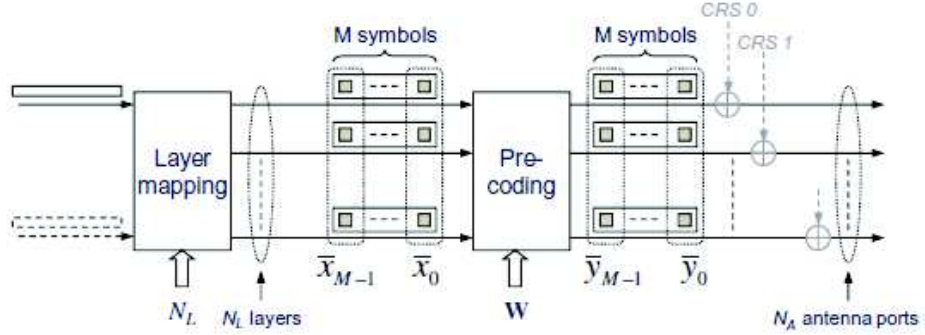


Figura 2.24: Estructura básica de un precodificador LTE basado en un *codebook*. Se puede visualizar como las señales de referencia (CRS) son incluidas tras la precodificación [1]

puertos de antena. Este “mapeo” a los distintos puertos de antena se realiza mediante la precodificación. En LTE el número máximo de puertos de antena y por tanto de capas espaciales, es 4.¹¹

En la Figura 2.25 se pueden observar distintos esquemas de “mapeo”.

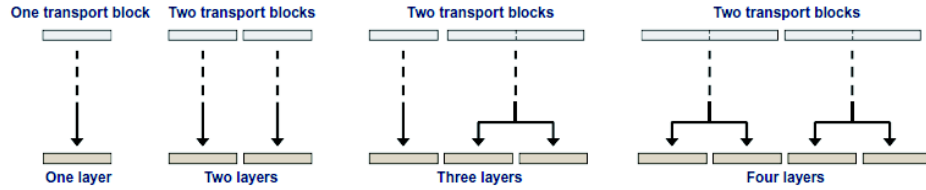


Figura 2.25: Mapeo de bloques de transporte a puertos de antena para precodificación basada en *codebook* [1]

Hay dos modos fundamentales de operación para la precodificación basada en *codebooks*:

- Operación en bucle cerrado.
- Operación en bucle abierto.

Se diferencian en cuanto a la estructura de la matriz de precodificación y cómo dicha matriz es seleccionada por la red y comunicada al terminal.

“xación espacial”. Una capa espacial es el término usado en LTE para los diferentes flujos generados usando multiplexación espacial. Una capa se puede asociar a un mapeo de símbolos en un puerto de antena. Cada capa tiene asociada —mediante su matriz de precodificación— un diagrama de radiación determinado.

¹¹Esto es debido a que hay un máximo de 4 señales de referencia por célula.

En el caso de **operación en bucle cerrado** la red selecciona la matriz de precodificación que el terminal va a usar, en función de la información que éste le transmite.

Basándose en las medidas de las señales de referencia de la célula, el terminal selecciona un número adecuado de capas espaciales (RI y PMI, ver apartado 2.5) y una posible matriz de precodificación. La red puede aceptar la matriz de precodificación que el terminal propone u otra, en cualquier caso la decisión se le debe comunicar al terminal.

Para reducir la cantidad de información a intercambiar entre la red y el terminal, se emplea sólo un conjunto prefijado de matrices de codificación (el denominado *precoder book*), el cual está definido en función del número de capas espaciales y de puertos de antena.

Concretamente hay matrices de codificación definidas para los siguientes casos:

- Dos puertos de antena y dos capas espaciales, que se corresponden con matrices de precodificación de tamaño 2 x 1 y 2 x 2 respectivamente.
- Cuatro puertos de antena y una, dos, tres y cuatro capas, que se corresponden con matrices de precodificación de tamaño 4 x 1, 4 x 2, 4 x 3 y 4 x 4 respectivamente.

En la Tabla 2.26 se muestran distintas matrices de precodificación para el caso de 2 capas espaciales.

One layer	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} +1 \\ +1 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} +1 \\ -1 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} +1 \\ +j \end{bmatrix}$	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} +1 \\ -j \end{bmatrix}$
Two layers	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} +1 & 0 \\ 0 & +1 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} +1 & +1 \\ +1 & -1 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} +1 & +1 \\ +j & -j \end{bmatrix}$	

Figura 2.26: Matrices de precodificación para dos puertos de antena y dos capas (la primera matriz 2 x 2 sólo se usa para precodificación de bucle abierto) [1]

Por otro lado, la **operación en bucle abierto** no funciona teniendo en cuenta las recomendaciones detalladas que envía el terminal sobre qué codificador usar, como en el caso de la operación en bucle cerrado. De hecho no requiere ningún tipo de señalización explícita. La matriz de precodificación se selecciona mediante un método predefinido y determinista (previamente comunicado al terminal). La señalización en bucle abierto se usa principalmente en los escenarios en los que existe una alta movilidad, en los que es

complejo conseguir una realimentación del canal suficientemente rápida. Esto es especialmente crítico para los informes de PMI.

Existe un tercer modo de precodificación: la **codificación no basada en codebooks**. Fue introducida en LTE en su release 9, limitada a un máximo de dos capas espaciales. Con la release 10 (LTE-A) soporta hasta 8 capas espaciales.

2.5. Realimentación del estado del canal

Como ya se ha mencionado en distintas ocasiones, la posibilidad de utilizar planificación dependiente del canal en el enlace descendente (es decir, seleccionar la configuración de la transmisión y demás parámetros en función de las condiciones instantáneas del canal) es una de las características claves de LTE. Un componente clave para realizar la planificación en el enlace descendente son los **informes de estado de canal**, que proveen los terminales a la red. Esta información es la que usa el planificador de la estación base para hacer su trabajo.

Un informe de estado de canal está compuesto de distintos elementos:

- **Rank indication (RI)**. Provee una recomendación sobre el número de capas espaciales preferidas para transmisión en el enlace descendente (hacia el terminal). El valor RI sólo necesita ser enviado por terminales a los que se les permite hacer uso de técnicas de multiplexación espacial (esto es decidido por la EB). Sólo se transmite un RI, que es válido para toda la banda de frecuencias; el RI no es selectivo en frecuencia. Sería imposible usar distintas configuraciones de RI en distintas sub-bandas, puesto que todas las capas son transmitidas usando los mismos RB en LTE.
- **Precoder matrix indicator (PMI)**. El PMI indica qué matriz de precodificación (ver apartado anterior sobre MIMO) debe ser usada de forma preferente para transmitir en el enlace descendente. La matriz de precodificación enviada se determina en función del número de capas indicadas por el parámetro RI. La precodificación puede ser variable en frecuencia, recomendando el terminal diferentes matrices de precodificación en diferentes partes del espectro del enlace descendente. La red puede prohibir el uso de ciertos esquemas de precodificación, con el fin de evitar enviar información de precodificadores que no son útiles con las configuraciones de antenas disponibles.
- **Channel-quality indication (CQI)**. El valor de CQI representa el esquema de modulación y codificación más elevado que permitiría que

las transmisiones del canal de control PDSCCH (usando los valores recomendados de RI y PMI) fuesen realizadas con una tasa de error de bloque en la primera transmisión no mayor al 10 %. El motivo de enviar un índice de CQI en vez de un valor (por ejemplo de SINR), es porque de esta forma, se consigue independencia entre las distintas implementaciones posibles para los receptores (dependiendo del fabricante, por ejemplo). Asimismo, basar la realimentación del canal en informes de CQI en vez de SINR, simplifica el “testeo” del terminal: un terminal recibiendo con una tasa de error de bloque superior al 10 % con los parámetros de modulación y codificación indicados por el CQI fallaría el test. Hay diferentes modalidades en lo referente a la realimentación del estado del canal mediante CQI que serán detalladas más adelante.

Juntos, la combinación de RI, PMI y CQI forman los denominados “informes de estado del canal”. Qué contiene de forma exacta un informe de canal depende del modo en el que el móvil esté configurado para elaborar dichos informes de canal. Como se ha mencionado previamente, el RI y el PMI no es necesario transmitirlos a menos que el sistema esté usando multiplexación espacial. Hay distintas “modalidades” de informes de canal, que definen a qué grupos de RB afectan los informes que se están mandando.

A pesar de haber descrito la información que el terminal realimenta a la estación base como informes de estado del canal, en realidad esta información tiene un carácter de **recomendación que el terminal hace al sistema**. La estación base LTE es libre de usar lo indicado en el informe CSI o seleccionar los parámetros de transmisión según su propio criterio.

El esquema de modulación y codificación usado para la transmisión en el enlace descendente puede diferir de lo que se ha indicado en el CQI enviado, puesto que el planificador de la estación base necesita tomar en consideración más información de la que el CQI provee. Por ejemplo, algo a tener en consideración es qué bloques han sido planificados ya a otros usuarios, o la cantidad de datos esperando a ser transmitidos al usuario. No hay, obviamente, necesidad de seleccionar una codificación y modulación que permita altas tasas de transmisión a un usuario (aunque el estado del canal lo permita) si la cantidad de información esperando a serle transmitida es mínima.

Hay dos tipos de informes de estado del canal en LTE, **aperiódicos** y **periódicos**. Su principal diferencia radica en qué factor produce que sean enviados a la estación base:

- Los informes de canal aperiódicos son generados a petición expresa de la red.

- Los informes de canal periódicos son generados y mandados a la red con una cierta periodicidad indicada por la red. El periodo mínimo es de 2 ms.

Ambos tipos de informes presentan estimaciones sobre las condiciones del canal, pero son tremendamente diferentes en cuanto a la precisión y el detalle con el que se transmite dicha información. Esto es debido a distintos motivos, uno de los principales es que se transmiten por canales del sistema con distintas capacidades¹². Además como los informes aperiódicos sólo son transmitidos bajo demanda de la red, el *overhead* que introducen resulta menos problemático comparado con los informes periódicos. Si la red pide explícitamente un informe al móvil, es del todo probable que haya una gran cantidad de información esperando para serle transmitida, por lo que en este caso, el *overhead* tampoco resulta significativo. Este es el sentido de tener dos clases diferentes de informes de estado de canal: encontrar una solución de compromiso entre adaptación precisa y no sobrecargar la red.

2.5.1. Informes de canal aperiódicos

Hay tres modalidades para informes de canal aperiódicos en LTE, cada uno de los cuales tiene diferentes “submodos”, dependiendo de la configuración:

- ***Wideband reports***, que reflejan la calidad media del canal a lo largo de toda la banda de frecuencias usada por la célula, con un único valor de CQI. A pesar de tratarse de un único valor medio de CQI para todo el ancho de banda de la célula, el informe de PMI (*Precoder Matrix Indication*) sí es selectivo en frecuencia. El estado del canal puede ser obtenido con cierta granularidad en frecuencia, puesto que se divide el ancho de banda total en el enlace descendente en un número de sub-bandas “ecualizadas”, constando cada una de estas sub-bandas, de un número determinado de RB que puede variar de 4 a 8. Los valores de CQI y PMI están calculados teniendo en cuenta el valor de RI (1, sino no está disponible). Los *wideband reports* ocupan menos recursos de transmisión que las opciones más selectivas en frecuencia, pero aportan menos información en el dominio de la frecuencia.

¹²Aunque esté fuera del alcance de este proyecto, los informes aperiódicos se transmiten usando el canal PUSCH que permite transportar mayores cantidades de información que el PUCCH, usado para informes periódicos.

- **Informes seleccionados por el terminal**, en los que el terminal selecciona las mejores M sub-bandas y envía los índices de esas sub-bandas, un CQI promedio en esas M sub-bandas y un valor promedio de CQI para toda la sub-banda de la célula. Este tipo de informe proporciona información sobre el estado del canal en el dominio de la frecuencia. El tamaño de la sub-banda puede ser de 2 a 4 RB y M puede tomar valores entre 1 y 6, dependiendo del ancho de banda disponible para la portadora del enlace descendente. Dependiendo de los modos de transmisión disponibles, este tipo de informe también puede contener información sobre el PMI o el RI.
- **Configured reports**, cuyo nombre viene del hecho de que es la red el agente que solicita al terminal un informe de estado de canal, indicando qué bandas debe considerar dicho informe. En este caso el terminal envía un CQI medio, que refleja el estado de la banda entera usada en el enlace descendente y un CQI por cada sub-banda indicada por la estación base. El tamaño de la sub-banda depende del ancho de banda de la portadora y puede ser de entre 4 y 8 RB. Dependiendo del modo de transmisión empleado, los valores de PMI y RI pueden ser también realimentados en este tipo de informes de canal.

La Figura 2.27 muestra los distintos tipos de informes aperiódicos.

Transmission Mode		Reporting Mode							
		Wideband CQI		Frequency-Selective CQI					
				UE-Selected Sub-Bands			Conf. Sub-Bands		
		1-0: No PMI	1-1: Wideband PMI	1-2: Selective PMI	2-0: No PMI	2-1: Wideband PMI	2-2: Selective PMI	3-0: No PMI	3-1: Wideband PMI
1	Single antenna, CRS				•			•	
2	Transmit diversity				•			•	
3	Open-loop spatial mux.				•			•	
4	Closed-loop spatial mux.			•			•		•
5	Multi-user MIMO								•
6	Codebook-based beam-forming			•			•		•
7	Single-layer trans., DM-RS				•			•	
8	Dual-layer trans., DM-RS			•	•		•	•	•
9	Multi-layer trans., DM-RS			•	•		•	•	•

Figura 2.27: Resumen de los distintos modos de informes aperiódicos de canal [1]

2.5.2. Informes de canal periódicos

Los informes periódicos son configurados por la red para que le sean entregados con una cierta periodicidad. Dada la capacidad limitada del canal sobre el que se mandan los informes periódicos es posible que, en función de la cantidad de información a enviar (PMI, RI, CQI, cada uno de ellos con más o menos selectividad en frecuencia) sea necesario dividir el informe en distintas tramas de información, que se envían en instantes de tiempo diferentes. El valor RI puede ser enviado con menos frecuencia, debido a que su variación temporal es más lenta que la del resto de parámetros.

Hay dos tipos de informes periódicos de canal en LTE:

- **Wideband reports**, que indican la calidad media del canal a lo largo de todo el ancho de banda de la portadora usada en el enlace descendente mediante un único valor de CQI. Si la realimentación de valores de PMI está activa, sólo se manda uno para toda la banda de frecuencias.
- **Informes seleccionados por el terminal**. En esta modalidad el ancho de banda total de la portadora se divide entre 1 y 4 partes, en función del tamaño del ancho de banda de la célula. Para cada una de esas partes, el terminal selecciona la mejor sub-banda. El tamaño de la sub-banda varía de 4 a 8 RB. El informe de CQI y PMI para cada parte de ancho de banda va en una subtrama diferente. El RI (si se envía) va en una subtrama diferente de las demás.

Los distintos informes de canal periódicos están resumidos en la Figura 2.28. Se puede ver que si se envía el valor PMI, éste siempre hace referencia a la banda completa. No hay soporte para PMI selectivo en frecuencia en los informes periódicos.

Un caso típico de uso de ambos tipos de informes de estado del canal sería el siguiente: informes periódicos ligeros, que incluyan información sobre el estado de la banda completa mediante CQI y sin información de PMI. En el momento en que es necesario transmitirle al terminal una gran cantidad de información, el terminal envía informes aperiódicos a petición de la estación base con información más detallada sobre las sub-bandas con mejores condiciones para realizar el envío de información.

Los informes que usa el simulador descrito en este PFC son aperiódicos y están descritos en el Capítulo 3 de la memoria.

Transmission Mode		Reporting Mode						
		Wideband CQI		Frequency-Selective CQI				
				UE-Selected Sub-Bands			Conf. Sub-Bands	
		1-0: No PMI	1-1: Wideband PMI	1-2: Selective PMI	2-0: No PMI	2-1: Wideband PMI	2-2: Selective PMI	3-0: No PMI
1	Single antenna, CRS	•			•			
2	Transmit diversity	•			•			
3	Open-loop spatial mux.	•			•			
4	Closed-loop spatial mux.		•			•		
5	Multi-user MIMO		•			•		
6	Codebook-based beam-forming		•			•		
7	Single-layer trans., DM-RS	•			•			
8	Dual-layer trans., DM-RS	•	•		•	•		
9	Multi-layer trans., DM-RS	•	•		•	•		

Figura 2.28: Resumen de los distintos modos de informes periódicos de canal [1]

2.6. Organización en frecuencia en un sistema LTE

LTE es tremendamente flexible en cuanto a las bandas en las que puede operar, pero hay una limitación en cuanto a qué bandas de frecuencia usar (además hay que tener en cuenta las restricciones de potencia o ancho de banda que puedan existir en diferentes bandas).

Las bandas de frecuencia en las que LTE opera pueden ser simétricas o no, por ello LTE soporta operación TDD o FDD (el simulador desarrollado sólo contempla operación FDD). En la Tabla 2.29 se puede una síntesis de las distintas bandas FDD en las que LTE puede operar. En la Tabla 2.30 se muestran las bandas TDD.

Por otra parte, las Figura 2.32 y 2.33 muestran la organización de las distintas bandas de frecuencia por encima y por debajo de 1 GHz.

El espectro usado por LTE puede variar desde 2×20 MHz hasta 1×5 MHz (operación TDD). Ello permite una gran flexibilidad a la hora de migrar bandas de frecuencias ocupadas por otros sistemas a LTE. La Figura 2.34 expone este caso.

El simulador desarrollado permitiría simular una migración de este tipo, puesto que permite el empleo de distintos anchos de banda. El número de RB asociado a cada ancho de banda viene descrito en la Tabla 2.31.

Band	Uplink Range (MHz)	Downlink Range (MHz)	Main Region(s)
1	1920–1980	2110–2170	Europe, Asia
2	1850–1910	1930–1990	Americas (Asia)
3	1710–1785	1805–1880	Europe, Asia (Americas)
4	1710–1755	2110–2155	Americas
5	824–849	869–894	Americas
6	830–840	875–885	Japan (only for UTRA)
7	2500–2570	2620–2690	Europe, Asia
8	880–915	925–960	Europe, Asia
9	1749.9–1784.9	1844.9–1879.9	Japan
10	1710–1770	2110–2170	Americas
11	1427.9–1447.9	1475.9–1495.9	Japan
12	698–716	728–746	USA
13	777–787	746–756	USA
14	788–798	758–768	USA
17	704–716	734–746	USA
18	815–830	860–875	Japan
19	830–845	875–890	Japan
20	832–862	791–821	Europe
21	1447.9–1462.9	1495.9–1510.9	Japan

Figura 2.29: Bandas simétricas definidas por el 3GPP para LTE [1]

Band	Frequency Range (MHz)	Main Region(s)
33	1900–1920	Europe, Asia (not Japan)
34	2010–2025	Europe, Asia
35	1850–1910	(Americas)
36	1930–1990	(Americas)
37	1910–1930	–
38	2570–2620	Europe
39	1880–1920	China
40	2300–2400	Europe, Asia
41	2496–2690	USA

Figura 2.30: Bandas no simétricas definidas por el 3GPP para LTE [1]

Channel Bandwidth, BW_{channel} (MHz)	Number of Resource Blocks (N_{RB})
1.4	6
3	15
5	25
10	50
15	75
20	100

Figura 2.31: Anchos de banda de un sistema LTE [1]

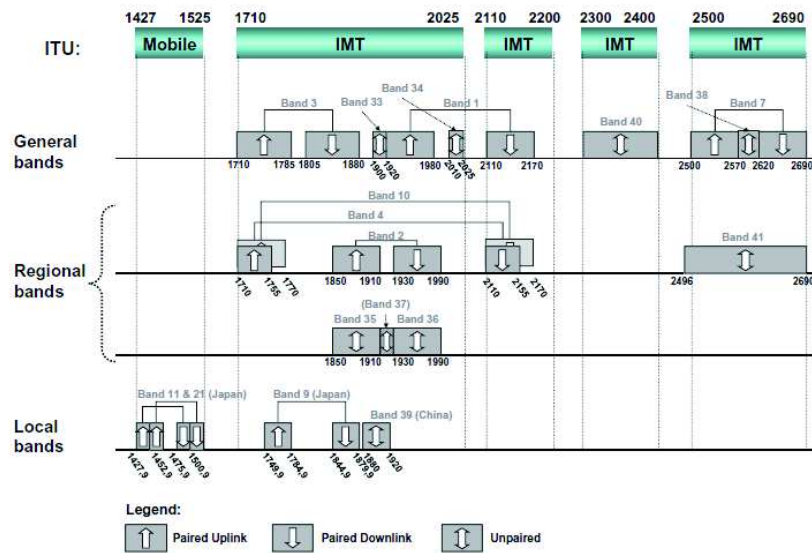


Figura 2.32: Bandas especificadas para LTE por encima de 1 GHz según bandas de frecuencia de la ITU [1]

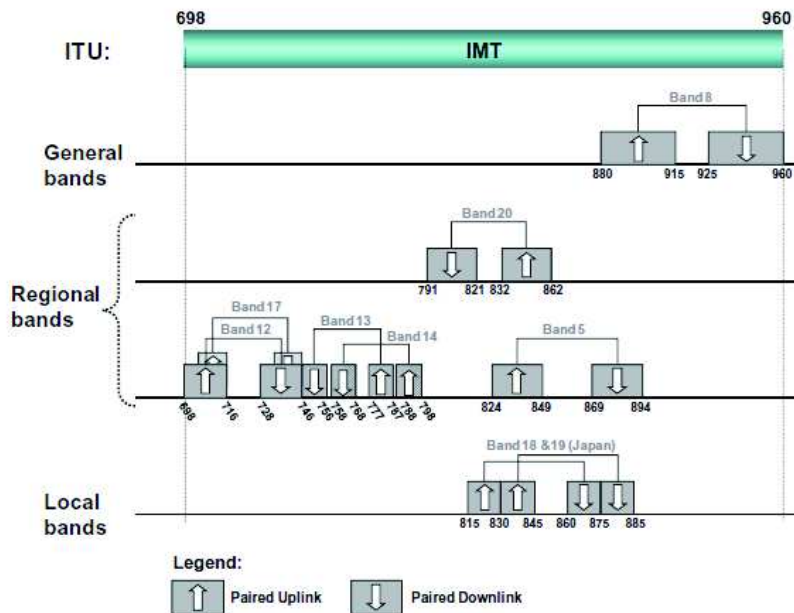


Figura 2.33: Bandas especificadas para LTE por debajo de 1 GHz según bandas de frecuencia de la ITU [1]

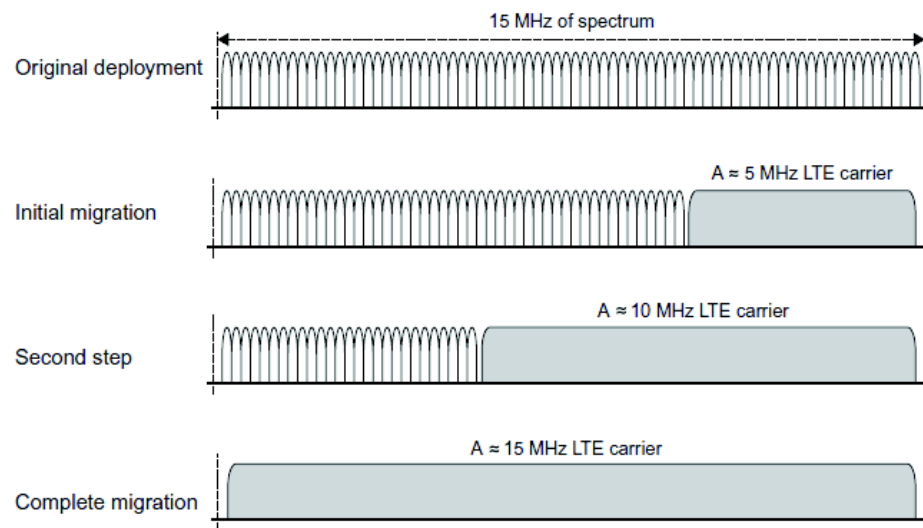


Figura 2.34: Ejemplo de como se puede realizar una migración paso a paso de cualquier sistema a LTE en una banda concreta de frecuencias [1]

Capítulo 3

Simulador LTE

Como se ha indicado en el Capítulo 1, el objetivo de este PFC consiste en encontrar una manera de relacionar —de forma directa— distintos parámetros de la simulación; de tal manera que las “suites” de simulación que hagan uso de estos resultados, no necesiten realizar las costosas operaciones matemáticas ligadas a estos cálculos. Concretamente, se busca relacionar la **tasa binaria** obtenida por una estación base, en función de un conjunto de parámetros que representen a los usuarios conectados a esta estación base; parámetros como su **velocidad** o su **SINR**. De esta manera, el throughput de la estación base puede ser obtenido a partir de estos parámetros representativos mediante consultas, por ejemplo, a un tabla. El punto clave es identificar cuales son esos parámetros que mejor “describen” al conjunto de usuarios, es decir, qué parámetros son los que describen con el menor error posible el throughput en esas condiciones.

Dicho lo anterior, se hace indispensable la implementación de un programa que, sistemáticamente, simule los distintos escenarios objeto de estudio hasta obtener una cantidad de resultados tal que sea posible efectuar sobre ellos distintos análisis estadísticos, con el fin de buscar las relaciones enunciadas en el párrafo anterior y que éstas presenten el menor error posible.

3.1. Estructura del simulador

El simulador está implementado en Matlab (principalmente en su versión R2013a) y se divide en distintas partes: funciones principales, “envoltorios” y funciones auxiliares. Las funciones principales engloban a los archivos en los que están codificadas las tareas principales, que son las encargadas de realizar los cálculos pesados de la simulación (coeficientes de canal, planificación, etc.). Los envoltorios y las funciones auxiliares son piezas más heterogéneas

de código: algunas sirven para facilitar la puesta en marcha de múltiples lotes de simulaciones, mientras que otras son usadas con el fin de postprocesar la información bruta obtenida, automatizar la “recolección” de información y mostrarla de una manera resumida y fácil de entender y de analizar.

Es importante reseñar la diferencia entre funciones auxiliares y envoltorios. Los envoltorios son programas cuya misión es llamar a otros programas en un cierto orden y con ciertas condiciones, en función de los parámetros escogidos por el usuario. Por ejemplo, existe una función envoltorio que se encarga de organizar la ejecución de todas las simulaciones que el usuario quiere hacer. Por otra parte, las funciones auxiliares son pequeños programas que realizan cálculos concretos (ejemplo: interpolar un valor de MCS a partir de uno de CQI) y que son llamados en puntos concretos del simulador principal.

3.1.1. Proceso de simulación

A grandes rasgos, el proceso de simulación involucra los siguientes pasos:

1. Se calcula la SINR¹ para cada usuario existente en función del escenario de simulación escogido. Esto define la posición del usuario en la célula. Se trata de una SINR media condicionada a la posición.
2. Se generan los coeficientes de canal en tiempo y en frecuencia y se calcula la SINR instantánea (SINR en función del tiempo y la frecuencia, incluyendo el efecto del multitrayecto) a partir de ellos y de la SINR.
3. Los usuarios calculan y envían los CQI a la estación base.
4. Planificación de usuarios y asignación del MCS con el que la base les va a transmitir.
5. Se repiten los pasos 3 y 4 hasta terminar el tiempo de simulación fijado.

Una vez terminado el tiempo de simulación se procede a postprocesar todos los datos generados.

Se muestra también un esquema del proceso de simulación en la Figura 3.1.

¹Cuando se habla de SINR, se refiere a SINR media respecto del multitrayecto para una posición dada.

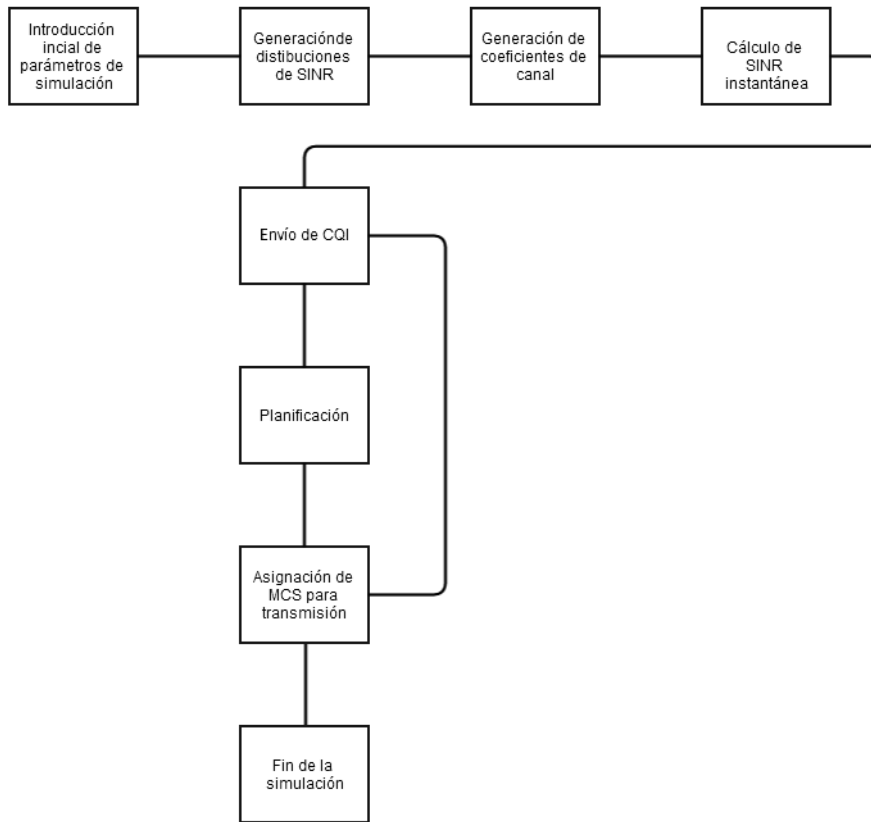


Figura 3.1: Flujo general de ejecución del simulador desarrollado

3.1.2. Parámetros característicos de simulación

Hay una serie de parámetros de simulación, con valores fijos, que es importante explicar antes de describir en detalle las posibilidades del sistema. Son valores prefijados que es preferible no variar porque están seleccionados buscando un compromiso en el sistema entre la velocidad de simulación y la precisión de los resultados obtenidos.

El primero de estos parámetros es la **resolución temporal de simulación** del sistema, que es de 2 ms. Este valor es considerado como el mínimo razonable y proviene del hecho de que el periodo mínimo —según la especificación del sistema LTE— con el que el terminal puede enviar la información del estado del canal a la estación base, es de 2 ms. Como el objetivo del simulador es planificar las transmisiones en el enlace descendente con la información recibida desde el terminal (que a su vez está basada en el comportamiento de un canal multirayecto adecuadamente simulado), no se considera una granularidad temporal en las simulaciones menor de 2 ms, a pesar de que en el sistema es técnicamente posible.

El segundo parámetro es el **ancho de banda** del sistema: 20 MHz. Se ha escogido este valor por defecto porque es un ancho de banda habitual y razonable en el sistema LTE. El sistema deja abierta la posibilidad de trabajar con otros anchos de banda, si fuese necesario.

El tercer parámetro es la **resolución en frecuencia** del sistema, que es de 14 sub-bandas de 8 RB, por tanto, 14 sub-bandas de 1,44 GHz. Inicialmente, la resolución en frecuencia mínima del sistema era de 1 RB (180 kHz), pero esto suponía un coste computacional elevado. Finalmente se decidió restringir la granularidad en frecuencia del sistema a 14 sub-bandas puesto que ésta era la resolución máxima posible en frecuencia —según la especificación LTE— para la realimentación del estado del canal a la estación base.

3.2. Generación de los coeficientes de canal

El simulador descrito en este PFC hace uso de un modelo de canal denominado SCM. Se trata de una implementación en Matlab del *3GPP Spatial Channel Model* (SCM) [10] realizada dentro del proyecto *Wireless World Initiative New Radio* (WINNER) en el año 2005. Existe una “actualización” a este modelo de canal, denominada *3GPP Spatial Channel Model Extended* (SCME) [11] cuya principal característica es ser funcional para frecuencias de hasta 5 GHz.

La característica más importante del modelo SCM, y aquella por la que es usado, es que considera el **multitrayecto**. El correcto modelado del multitrayecto es vital de cara a simular apropiadamente la planificación radio en un sistema LTE. En la Tabla 3.1 se detallan las opciones de configuración más relevantes y su propósito dentro del modelo SCM, aunque es importante notar que, a efectos del simulador LTE, el modelo SCM es tratado como una caja negra.

Haber desarrollado un código que cumpliera la función del modelo de canal SCM hubiese sido tremendamente costoso, por eso se decidió usar este simulador que ya estaba implementado y probado. Proviene de un grupo de trabajo conocido y solvente, como es el grupo WINNER. Es además, un simulador que puede funcionar razonablemente rápido (si se hace uso de la implementación en lenguaje de programación C que también es provista). Finalmente, es uno de los simuladores de canal multitrayecto habitualmente utilizados para LTE, con lo cual es adecuado y está en la línea de los resultados que pueden obtener otros investigadores.

El modelo de canal SCM toma los parámetros MIMO del enlace radio, los parámetros de configuración del modelo y los parámetros de antena como datos de entrada, obteniendo las matrices de canal MIMO como parámetros

de salida. Estas matrices de canal contienen los coeficientes de canal para cada “camino físico” (o *path*) entre la estación base y el usuario, para cada usuario y para cada instante de tiempo. Se considera que, cada uno de los caminos físicos está formado a su vez por “subcaminos” (6), cada uno de ellos con un valor de retardo asociado. De ahora en adelante, el retardo asociado a cada subcamino se denominará con la letra τ .

Todos estos coeficientes de canal que se obtienen pertenecen únicamente al dominio temporal, es decir, se corresponden con la **respuesta al impulso variante en el tiempo del canal**, $h(t, \tau)$. Dado que el sistema LTE asigna recursos tanto en tiempo como en frecuencia, se hace indispensable calcular la **función de transferencia variante en el tiempo del canal**:

$$T(t, f) = \mathcal{F}_\tau[h(t, \tau)] \quad (3.1)$$

donde \mathcal{F}_τ representa la Transformada de Fourier respecto a τ .

Antes profundizar en los aspectos matemáticos de esta transformación de los coeficientes de canal, es necesario definir algunos parámetros y su notación:

- u se refiere al índice de cada elemento de antena en el array transmisor (estación base).
- s se refiere al índice de cada elemento de antena en el array receptor (usuario).
- k es el índice asignado a cada usuario en la simulación.
- n es el índice de cada muestra de tiempo en la que se procede a simular. Cada muestra son 2 ms, como ya se ha indicado.
- b es el índice de cada sub-banda de frecuencia (o *slot*).
- d se refiere al índice que identifica el retardo (τ) de cada subcamino.
- τ son los retardos asociados a cada subcamino consecuencia del multi-trayecto.

De ahora en adelante, se denominará $\mathbf{C}_{u,s,k,n,d}$ a la matriz² multidimensional obtenida mediante el modelo SCM.

En un escenario típico con, por ejemplo, 10 usuarios, 2 elementos de antena en transmisor y receptor, 270 s de duración (135.000 muestras cada

²En la nomenclatura para la matriz se incluyen las dimensiones y parámetros de la misma. Estos subíndices no indican un valor concreto dentro de la matriz.

Tabla 3.1: Parámetros de configuración usados en el modelo SCM

Nombre del parámetro	Descripción	Valores usados	Explicación
<i>NumBsElements</i>	Número de elementos de antena en la estación base	1, 2	Se considera que una estación base puede tener 1 ó 2 antenas
<i>NumMsElements</i>	Número de elementos de antena en el terminal de usuario	2	Siempre se escoge dos. Dependiendo del número de elementos de antena de la estación base el sistema funcionará con multiplexación espacial o como un sistema MRC
<i>Scenario</i>	Entorno de simulación (desde el punto de vista del multitrajecto)	“urban_micro”, “urban_macro”	La dispersión del retardo multitrajecto con la opción “urban_macro” es mayor. De entre las opciones disponibles, estas dos son las que producen los casos extremos: $0,17\eta s$ para el caso micro y $0,65\eta s$ en el caso macro
<i>SampleDensity</i>	Intervalo de muestreo para el canal	2 muestras por cada media longitud de onda	
<i>NumPaths</i>	Número de caminos multitrajecto considerados en el sistema	6	Valor por defecto. Es considerado suficiente
<i>CenterFrequency</i>	Frecuencia central	No hay restricciones	Valores razonables para este parámetro serían los comprendidos entre 0,8 GHz y 5 GHz
<i>AnsiC_core</i>	Computación optimizada	Sí	Seleccionar esta función implica el uso de la versión implementada en lenguaje C de las funciones del modelo SCM. Implica una gran mejora en términos de tiempo de computación

2 ms) y 6 subcaminos multitrayecto (valor por defecto del entorno SCM); la matriz C tendría dimensiones $2 \times 2 \times 10 \times 135000 \times 6$.

Tras obtener $\mathbf{C}_{u,s,k,n,d}$, el proceso llevado a cabo para obtener la función de transferencia variante en el tiempo del canal, es la siguiente:

$$\begin{aligned} \mathbf{H}_{n,b} &= \begin{pmatrix} h_{1,1} & \cdots & h_{1,b} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{n,1} & \cdots & h_{n,b} \end{pmatrix} = \mathbf{C}_{n,d} \begin{pmatrix} e^{-2j\pi f_1 \tau_1} & \cdots & e^{-2j\pi f_b \tau_1} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{-2j\pi f_1 \tau_d} & \cdots & e^{-2j\pi f_b \tau_d} \end{pmatrix} = \\ &= \begin{pmatrix} c_{1,1} & \cdots & c_{1,d} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ c_{n,1} & \cdots & c_{n,d} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{-2j\pi f_1 \tau_1} & \cdots & e^{-2j\pi f_b \tau_1} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{-2j\pi f_1 \tau_d} & \cdots & e^{-2j\pi f_b \tau_d} \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (3.2)$$

donde la matriz de coeficientes $\mathbf{C}_{n,d}$ es obtenida de la matriz $\mathbf{C}_{u,s,k,n,d}$ particularizando para distintos valores de k (usuario), u y s (u y s representan los distintos caminos multitrayecto que la señal puede tomar entre transmisor y receptor).

Es importante resaltar que (3.2) representa una transformada de Fourier respecto de τ , tal y como se definió en (3.1).

$\{f_1 \dots f_b\}$ es el conjunto de frecuencias consideradas, es decir, las distintas frecuencias para las que se calculan los coeficientes de canal. Este conjunto de frecuencias es generado en torno a la frecuencia central escogida para la simulación (ver Tabla 3.1). El número de frecuencias es 14 y su separación está fijada en una cierta cantidad de RB, concretamente 8 RB. Se puede hacer la comprobación matemática de que con esta configuración se cubre toda la banda de frecuencias usada en la simulación (20 MHz). Asumiendo que un RB estándar abarca 180 kHz:

$$RB_{BW} \times \text{Num}_f \times RB_f = 180 \text{ kHz} \times 14 \times 8 = 20 \text{ MHz} \quad (3.3)$$

La cantidad de RB mencionada está escogida acorde a la metodología para la realimentación de valores de CQI que se usa para la simulación, la denominada *e-NodeB configured*. Aunque será explicado en secciones posteriores de este capítulo, se escoge esa modalidad debido a la flexibilidad y elevada granularidad que permite para la transmisión de informes de canal.

La opción para realimentación de valores de CQI *e-NodeB configured* permite, como se ha indicado, una “precisión” de 8 RB (1.44 MHz). En la implementación del simulador se planteó una disyuntiva en este punto: usar un número elevado de coeficientes de frecuencia y después agrupar y hacer medias sobre bloques de 8 RB para posteriormente calcular los CQI, o bien muestrear el canal de forma directa cada 8 RB (y calcular el CQI sobre este

valor). Ambas opciones fueron implementadas, encontrando que la primera era apreciablemente más costosa, tanto en términos de tiempo de proceso como en almacenamiento, mientras que no aportaba una ventaja sustancial en precisión sobre la segunda. La opción escogida fue, por tanto, la segunda.

3.2.1. Pruebas del modelo de canal SCM

A continuación se muestran gráficas de comportamiento del modelo de canal SCM para distintos casos de estudio. En ellas queda representada la variación de los coeficientes de canal en el tiempo (eje x, muestras de tiempo cada 2 ms) y en la frecuencia (eje y, muestras de frecuencia cada 180 kHz, esto es, cada RB), para distintos escenarios.

Es remarcable la diferencia en la velocidad de variación del canal con la velocidad: cuanto menor es ésta, más suaves son las transiciones entre los distintos valores instantáneos de los coeficientes de canal para un usuario dado. También puede verse cómo el entorno afecta al canal (debido a la variación de la dispersión multitrayecto).

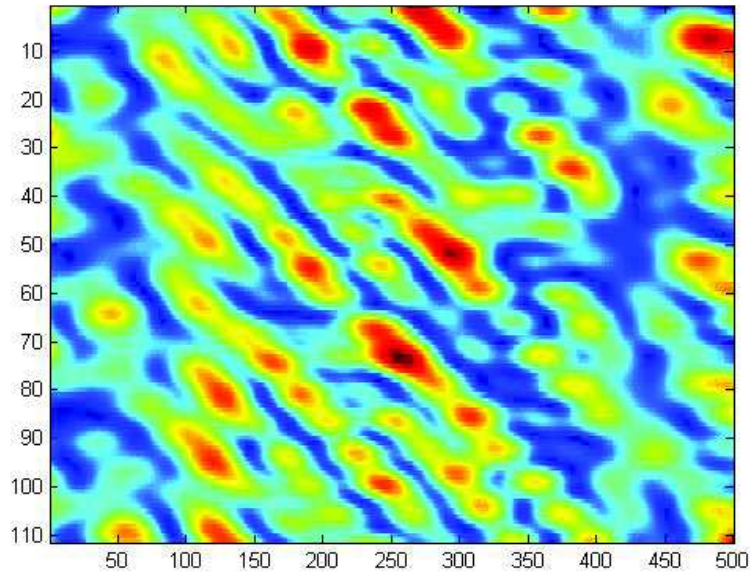


Figura 3.2: Variación de los coeficientes de canal para un usuario moviéndose a 3 Km/h en entorno micro. El eje “x” representa “bins” de tiempo (en saltos de 2 ms) y el eje “y” representa bins de frecuencia (en saltos en frecuencia de 180 k KHz) en torno a una frecuencia central de 2 GHz. Esto aplica también a las Figuras 3.3, 3.4 y 3.5.

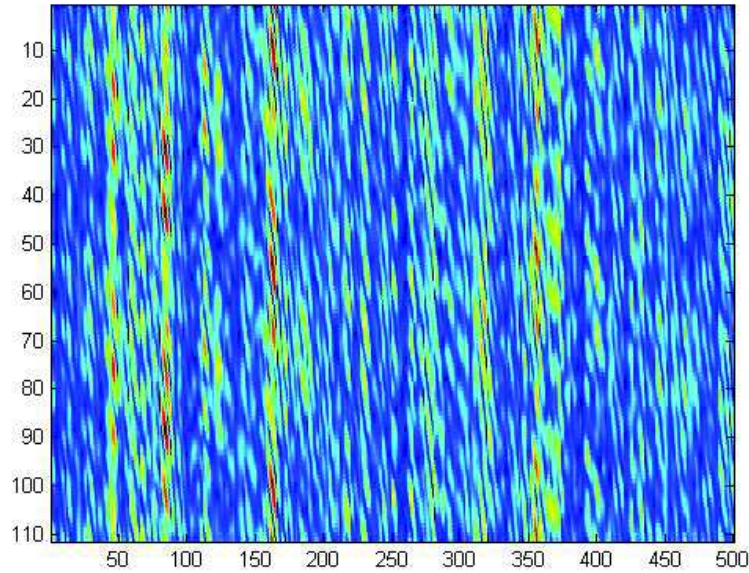


Figura 3.3: Variación de los coeficientes de canal para un usuario moviéndose a 50 Km/h en un entorno micro

Son características las bandas diagonales que aparecen en estas figuras. Es posible que sean debidas al diseño interno del simulador SCM para el caso del entorno micro, pero no se ha podido acotar el motivo de este hecho. En cualquier caso, el comportamiento del canal es el esperado en función de la velocidad del usuario.

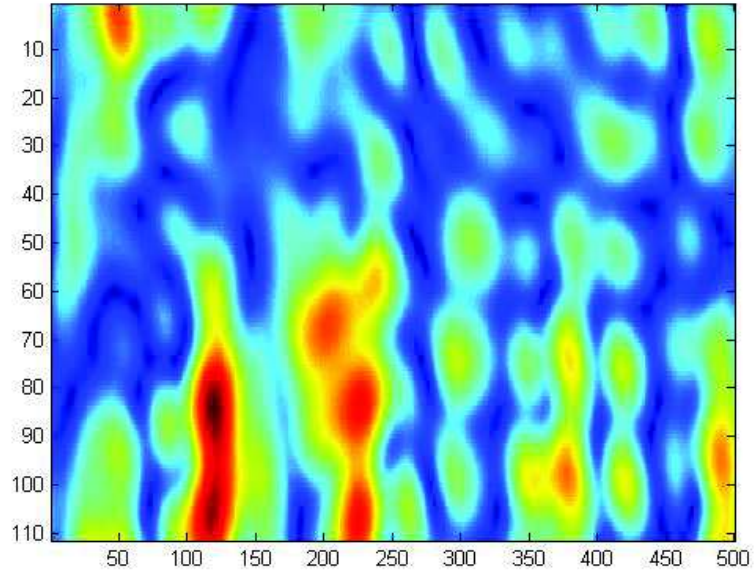


Figura 3.4: Variación de los coeficientes de canal para un usuario moviéndose a 5 Km/h en el escenario macro

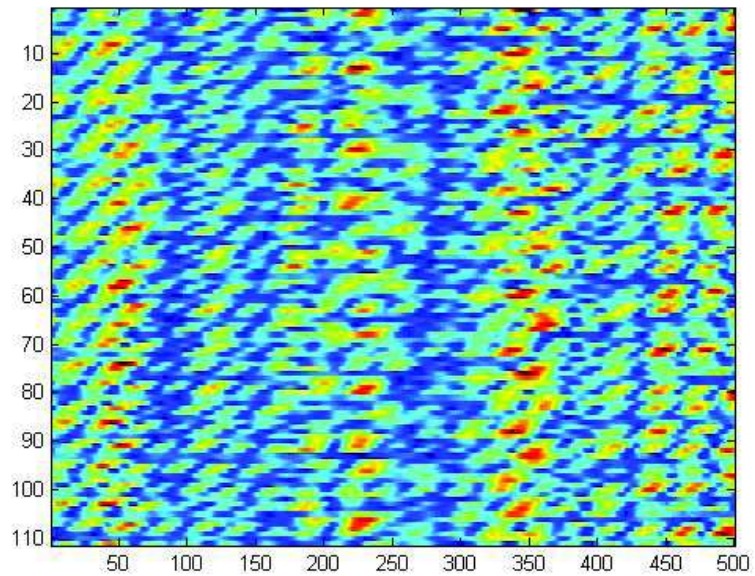


Figura 3.5: Variación de los coeficientes de canal para un usuario moviéndose a 5 Km/h en el escenario micro

3.3. Distribución inicial de usuarios en la célula LTE

Para cada usuario se genera inicialmente una **SINR**, derivada de la posición del usuario en la célula. Realmente, lo que genera son **vectores de SINR** de tamaño igual al número de usuarios, conforme a dos distribuciones normales que aproximan las distribuciones de usuarios (en función del escenario) sugeridas en [5] y que pueden ser vistas en la Figura 3.6.

Esto se hace así porque en vez de generar aleatoriamente la posición del usuario dentro de la célula y luego calcular su SINR, es más sencillo generar la SINR directamente, conociendo su distribución. Para generar las distribuciones normales usadas, lo que se ha hecho es ajustar los puntos correspondientes con el 10 % y el 90 % de las CDF de la Figura 3.6 para que se correspondan con sendas distribuciones normales de σ y μ específicas. El punto correspondiente con el 50 % de las distribuciones generadas queda sensiblemente por debajo del correspondiente en las distribuciones del artículo de Moguensen [5], pero se considera un error aceptable que no invalida el método.

Las distribuciones normales que se usan para aproximar las curvas mostradas en [5], sus parámetros característicos y los escenarios a los que van asociadas se muestran a continuación:

Escenario Macro $(\mu, \sigma) = (3.5, 5.9)$.

Escenario Micro $(\mu, \sigma) = (11.5, 9)$.

La Figura 3.7 muestra la forma de las distribuciones normales usadas, que han sido aproximadas en Matlab mediante los parámetros anteriores.

Aunque no esté estrictamente relacionado con la posición de los usuarios en la célula, es importante mencionar que los dos escenarios descritos llevan asociados distintos parámetros de dispersión multitrayecto media, siendo el valor del entorno Macro más elevado que el del Micro por tratarse de una célula de mayor tamaño. En el Capítulo 4, donde se explican los resultados obtenidos, se dan los valores concretos que toman estos parámetros en función de la simulación realizada.

3.4. Cálculo de la SINR instantánea

En apartados previos se ha descrito el proceso llevado a cabo para disponer de los coeficientes de canal, tanto en tiempo como en frecuencia, para

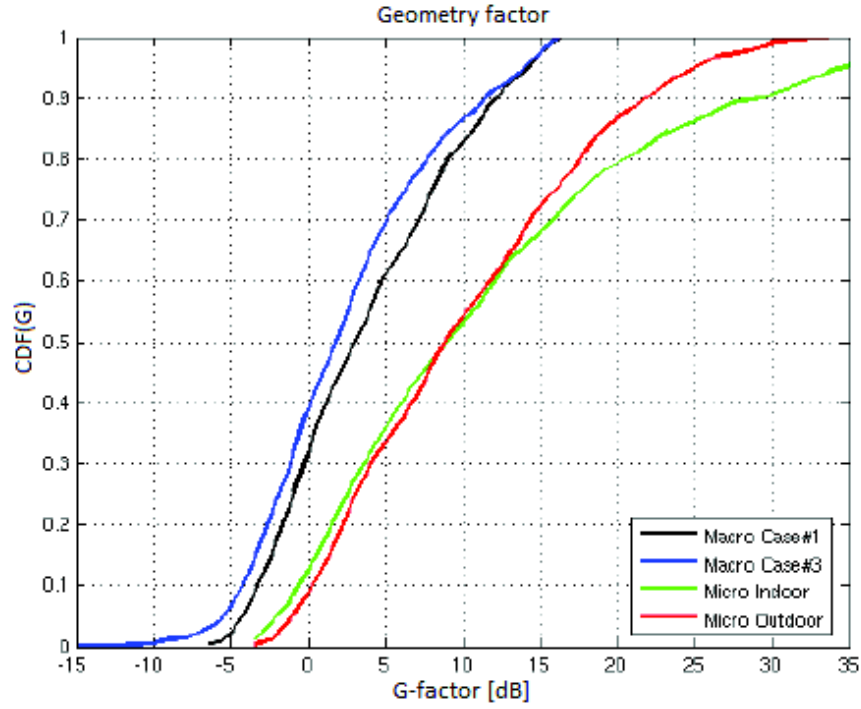


Figura 3.6: Distribuciones de usuarios en escenarios macro y micro según [5]. Eje x: SINR, eje y: probabilidad acumulada.

todos los usuarios en todo instante de tiempo. Estos coeficientes representan las variaciones que sufre el canal con el tiempo y la frecuencia. Para conocer el auténtico estado del canal para cada usuario y en cada instante de tiempo es necesario conocer la **SINR instantánea** de cada usuario. La SINR instantánea es obtenida mediante una multiplicación de la SINR del usuario y sus respectivos coeficientes de canal, en cada instante de tiempo.

Dependiendo de si se está simulando un escenario en el que los usuarios pueden usar multiplexación espacial o no, existen dos posibles casos en los que la SINR instantánea es calculada de forma diferente:

- El sistema usa **diversidad** en transmisión y en recepción.
- El sistema usa **multiplexación espacial**.

Se realiza el cálculo de los coeficientes de canal para ambos casos. Posteriormente, en función de la matriz *rank indicator* (RI) se decide cual de los dos resultados es el empleado para el resto de la simulación (ver apartado 3.5).

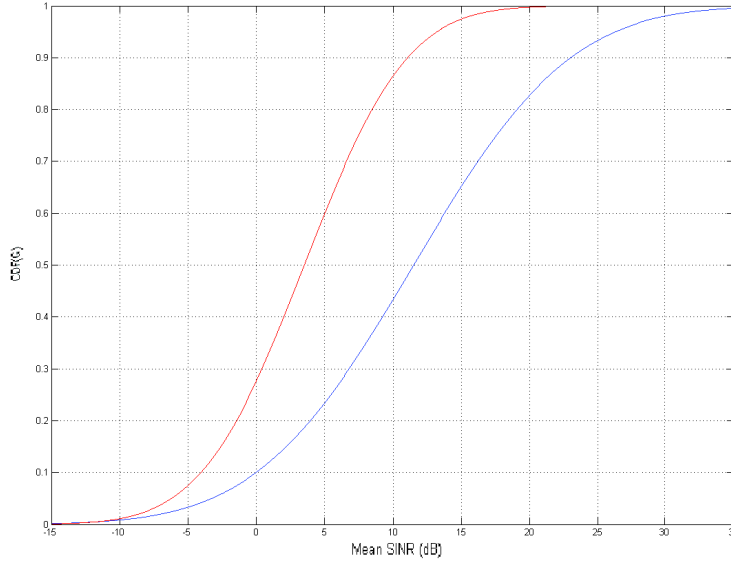


Figura 3.7: Distribuciones de usuarios en la célula de cobertura para los escenarios macro y micro simulados

Antes de proseguir con la descripción pormenorizada de los dos caminos posibles para el cálculo de la SINR instantánea de los usuarios, es necesario definir algunos parámetros.

Sea $H_{u,s,k,n,b}$ la matriz de canal multidimensional resultante de repetir el cálculo realizado en (3.2), para todo usuario k , y para todo camino posible entre elementos de antena transmisor y receptor (u, s) . Por tanto, para cada combinación posible de k , u y s se obtiene una matriz $H_{n,b}$, que contiene los coeficientes de canal en tiempo y frecuencia para una terna concreta de los parámetros indicados.

3.4.1. Caso 1: Diversidad en transmisión y recepción

En este caso, los valores absolutos de los coeficientes de canal asociados a cada camino entre transmisor y receptor son sumados cuadráticamente, como muestra (3.4). Esto es, en esencia, una técnica MRC, como se describe, por ejemplo en [4].

$$\mathbf{H}\mathbf{1}_{\mathbf{k},\mathbf{n},\mathbf{b}} = \sum_{u=0}^U \sum_{s=0}^S |\mathbf{H}_{\mathbf{u},\mathbf{s},\mathbf{k},\mathbf{n},\mathbf{b}}|^2 \quad (3.4)$$

El método escogido para la implementación de la diversidad en recepción

es el de **combinación**.

En este caso $\text{SINR1_instant}_{k,n,b} = \text{SINR}_k \cdot \mathbf{H1}_{k,n,b}$

3.4.2. Caso 2: Multiplexación espacial

El segundo caso comprende el hecho de que distintos caminos físicos entre transmisor y receptor sean usados para multiplexación espacial. En este caso, la SINR instantánea se calcula aplicando la técnica de descomposición en valores singulares [4], tal y como indica (3.5).

$$\{\mathbf{X}_1, \mathbf{H2}_{mm,k,n,b}, \mathbf{X}_2\} = \text{SVD}(\mathbf{H}_{u,s}^2) \quad (3.5)$$

$\mathbf{H}_{u,s}$ es la submatriz resultante de fijar en la matriz \mathbf{H} los valores para k , n y b . \mathbf{X}_1 y \mathbf{X}_2 son otras matrices que resultan de aplicar a \mathbf{H} la descomposición en valores singulares, pero que no son usadas.

En este caso $\text{SINR2_instant}_{mm,k,n,b} = \text{SINR}_k \cdot \mathbf{H2}_{mm,k,n,b}$

Nótese respecto al caso sin multiplexación espacial (1 capa) que la matriz que contiene las SINR instantáneas tiene una dimensión más: mm que puede variar entre 1 y 2. Además de para cada usuario, en cada instante de tiempo y para cada frecuencia, la dimensión extra almacena cada uno de estos datos para cada una de las capas espaciales.

3.5. Realimentación de valores de CQI

Como se ha indicado en la introducción, los valores de CQI son una información que los terminales móviles envían a la estación base con la intención de que esta tenga cierto conocimiento del estado del canal visto por el terminal y pueda —en consecuencia— planificarle adecuadamente.

Tras proceder al estudio de las distintas opciones para la realimentación de valores de CQI que ofrece LTE [4] se decidió que la mejor opción era apostar por la implementación de **informes aperiódicos**, debido a la gran cantidad de información que podían contener (en comparación con los periódicos). La opción implementada en el simulador es la denominada ***eNodeB-configured sub-band feedback*** que, dentro del conjunto de informes aperiódicos, es la que ofrece una información más exhaustiva sobre el estado del canal. En la Figura 3.8 se puede encontrar información sobre los distintos tipos de información enviada en las distintas modalidades aperiódicas.

En la opción *eNodeB-configured sub-band feedback*, el terminal reporta un *wideband CQI* para el ancho de banda completo del sistema. Además, el terminal reenvía un valor de CQI para cada sub-banda, calculado suponiendo que existe transmisión sólo en la sub-banda relevante. Estos informes de CQI

PDSCH transmission mode	Wideband only	UE-Selected sub-bands	eNodeB-configured sub-bands
Mode 1: Single antenna port		X	X
Mode 2: Transmit diversity		X	X
Mode 3: Open-loop spatial multiplexing		X	X
Mode 4: Closed-loop spatial multiplexing	X	X	X
Mode 5: Multi-user MIMO			X
Mode 6: Closed-loop rank-1 precoding	X	X	X
Mode 7: UE-specific reference signals		X	X

Figura 3.8: Posibles tipos de informes aperiódicos de CQI, en función del modo de transmisión elegido para el canal PDSCH [3]

por sub-bandas son codificados diferencialmente con respecto al *wideband CQI* usando 2 bits de la siguiente manera:

$$\begin{aligned} & \text{Offset del CQI diferencial por subbandas} = \\ & = \text{índice CQI por subbanda} - \text{Wideband CQI} \end{aligned} \quad (3.6)$$

El conjunto de posibles *offsets* para los CQI diferenciales por sub-banda es $(\leq -1, 0, +1, \geq +2)$. El tamaño de la sub-banda, k , es una función del ancho de banda total del sistema tal y como indica la Tabla 3.9.

System bandwidth (RBs)	Sub-band size (k RBs)
6–7	(Wideband CQI only)
8–10	4
11–26	4
27–63	6
64–110	8

Figura 3.9: Tamaño k de la sub-banda para diferentes anchos de banda de sistema [3]

La implementación en el simulador LTE de la modalidad de envío de CQI descrita omite la parte sobre la codificación de los valores transmitidos. Se considera que no aporta nada a nivel de simulación. La estación base dispone, por tanto, de la misma información, pero “en bruto”, es decir, la estación base dispone para cada sub-banda del valor de CQI indicado por el terminal (con un cierto retardo).

Los distintos valores de CQI están generados conforme indica la Tabla 3.2 [6]. El proceso de generación es el siguiente: la SINR instantánea calculada para cada usuario, frecuencia e instante temporal (ver apartados

Tabla 3.2: Tabla usada para el cómputo de los CQI

CQI	SINR	Modulación	Eficiencia(bits/símbolo)
0	Sin transmisión		
1	-6.934	QPSK	0.1523
2	-5.147	QPSK	0.2344
3	-3.18	QPSK	0.3770
4	0.1254	QPSK	0.6016
5	0.761	QPSK	0.8770
6	2.70	QPSK	1.1758
7	4.697	16-QAM	1.4766
8	6.528	16-QAM	1.9141
9	8.57	16-QAM	2.4063
10	10.37	64-QAM	2.7305
11	12.3	64-QAM	3.3223
12	14.18	64-QAM	3.9023
13	15.89	64-QAM	4.5234
14	17.82	64-QAM	5.1152
15	19.83	64-QAM	5.5547

anteriores) se cuantifica con respecto a dicha tabla, asociando un valor concreto de CQI a cada uno de estos valores de SINR instantánea, en función de los umbrales que delimitan cada valor de CQI. En la práctica habría un algoritmo de adaptación de umbrales, pero en el caso que atañe a este PFC se puede simplificar no simulando ese algoritmo, ya que se sabe cuales son las curvas de BLER, y se eligen los umbrales de acuerdo a esas curvas.

En el proceso de simulación se considera un cierto **retardo en el proceso de realimentación de los valores de CQI**. En circunstancias reales, la adaptación que tanto terminal móvil, como estación base tratan de hacer no es perfecta: los informes sobre estado del canal que el usuario reporta a la base no son instantáneos, por lo que la información que la estación base utiliza para adaptar la transmisión a las condiciones del canal está ligeramente desactualizada. Esto no es grave cuando el canal varía temporalmente de forma lenta, sin embargo en canales de rápida variación temporal, este efecto tiene consecuencias apreciables sobre la tasa de datos alcanzable en esa transmisión. Un ejemplo de canal común que sufra este efecto es el de un usuario en un vehículo en movimiento (a una velocidad de, por ejemplo, 50 km/h) que tiene establecida una conexión con la estación base.

Se ha fijado dicho valor de retardo de envío de CQI en **4 ms**. Se ha considerado que este es un valor adecuado por ser representativo de las condiciones

reales, además es el usado en otros trabajos como [8].

3.5.1. Matriz RI

La matriz RI (*rank indicator*) es el mecanismo que usa el simulador LTE para simular el comportamiento derivado de la realimentación de valores de RI que existe en el sistema LTE. Tiene unas dimensiones de $n \times b$ donde n es el índice temporal y b el índice frecuencial.

La función de la matriz RI es almacenar información sobre si en un instante determinado, para una sub-banda determinada, al usuario se le debe transmitir usando multiplexación espacial o no.

Recordemos que en el apartado 3.4 se describían dos métodos diferentes para el cálculo de la SINR instantánea: que el sistema use multiplexación espacial o alguna técnica de combinación. En el citado apartado se indicó que realizaban y almacenaban ambos cálculos. El motivo de esto es el indicador RI. Para decidir si en un instante determinado se ha de transmitir a un usuario usando 1 ó 2 capas espaciales, se calcula de forma tentativa el throughput alcanzable en ambas modalidades mediante el proceso indicado a continuación una vez conocidas ambas SINR instantáneas ($SINR1_instant_{k,n,b}$ y $SINR2_instant_{mm,k,n,b}$), tal y como se ha indicado en los subapartados 1 y 2 del apartado 3.4:

1. Se calcula el CQI asociado a cada SINR mediante la Tabla 3.2. En el caso multiplexación espacial se tendrá un vector de 2 SINR instantáneas y, por tanto, 2 valores de CQI.
2. Se calcula de forma tentativa mediante la Tabla 3.2 la tasa de datos alcanzable en cada modalidad. En el caso multiplexación espacial se obtiene un vector de dos tasas de datos alcanzables.
3. Se comparan las tasas de datos obtenidas en cada caso. El método que obtenga la mayor será el que se almacene en la matriz RI para ser usado a la hora de planificar.

Realmente de la Tabla 3.2 no se puede obtener directamente un valor de tasa de datos, pero en su última columna se muestra la eficiencia espectral esperable para cada valor de CQI. Comparando dichas eficiencias espectrales es como se determina si una opción puede obtener potencialmente una tasa de datos mayor que la otra.

En las Figuras 3.10, 3.11 y 3.12 se muestra, a modo de ejemplo, el número de intervalos de transmisión en los que se transmite a los usuarios usando 1 ó 2 capas espaciales en distintos tipos de escenario.

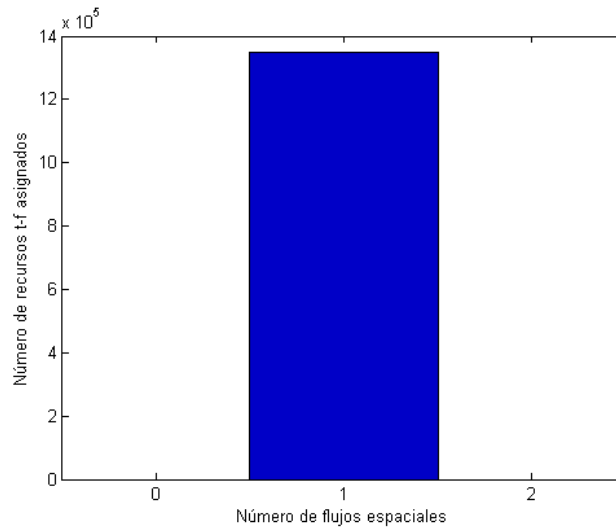


Figura 3.10: Gráfica de número de recursos asignados según tipo de multiplexación espacial en una simulación tipo C, con 10 usuarios, moviéndose a 3 km/h en un escenario micro

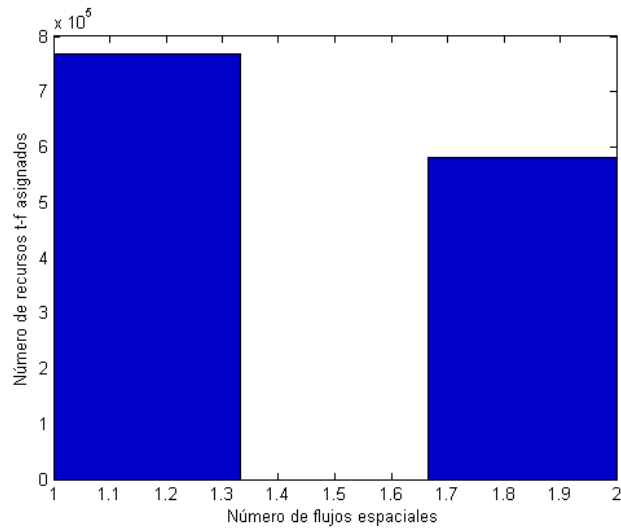


Figura 3.11: Gráfica de número de recursos asignados según tipo de multiplexación espacial en una simulación tipo A, con 10 usuarios, moviéndose a 3 km/h en un escenario micro

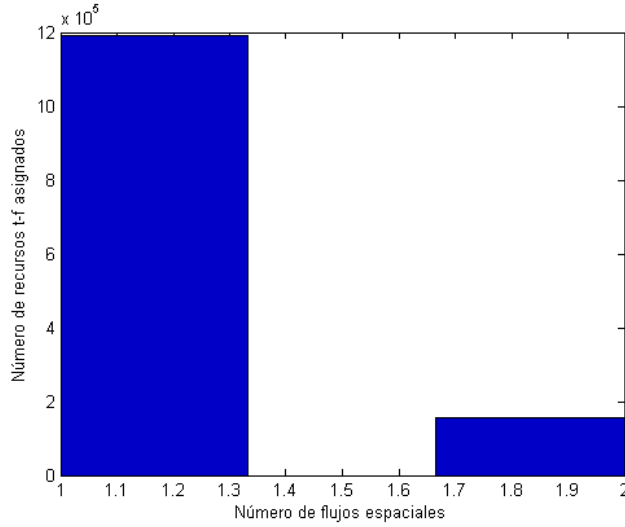


Figura 3.12: Gráfica de número de recursos asignados según tipo de multiplexación espacial en una simulación tipo A, con 10 usuarios, moviéndose a 3 km/h en un escenario macro

Estas figuras se corresponden con realizaciones concretas de simulaciones, con ciertos parámetros fijos, según se describe en el Capítulo 4.

3.6. Planificación de usuarios

La planificación de usuarios es uno de los aspectos claves de este simulador y de este PFC en general, puesto que es en esta parte donde realmente todo lo expuesto hasta ahora se transforma en resultados novedosos. Como se ha comentado, la idea es poder tener un programa que sea capaz de simular las ganancias de planificación derivadas de considerar un canal que varía muy rápido en el tiempo debido a la propagación multitrayecto.

Se han implementado los siguientes planificadores: *proportional-fair* (PF), *round-robin* (RI) y *max-C/I*. El más importante de los tres es el proportional-fair, puesto que es el que tiene el funcionamiento más recomendable en una situación realista; sin embargo se incluyen los otros dos a modo de “comprobación” del correcto funcionamiento del proportional-fair. Se espera que la tasa de datos binaria obtenida por el proportional-fair sea superior a la obtenida por el round-robin, pero inferior a la que se obtiene con el planificador max-C/I.

3.6.1. Planificador proportional-fair

La característica principal del planificador proportional-fair consiste en que está diseñado para aprovechar las variaciones del canal multitrayecto con el fin de incrementar la tasa binaria de la estación base, sin permitir que haya usuarios no planificados durante largos periodos de tiempo [1]. Mantiene un compromiso entre *throughput* de la estación base y equidad entre los usuarios.

En la Figura 3.13 se puede ver un gráfico del funcionamiento del planificador PF. Cada línea fina representa un usuario, el usuario elegido para transmitirle es la línea negra gruesa. Puede verse cómo se elige a los usuarios cuando tienen un valor alto de calidad del canal, relativa a su media. Esta normalización es la que hace que el PF sea más justo que, por ejemplo, el planificador máx-SINR.

En su forma básica, la planificación sólo es temporal³, sin embargo también existe una variante que planifica en tiempo y en frecuencia. Esta variante es la que tiene sentido para LTE y es la que se ha implementado puesto que LTE puede asignar recursos en ambos dominios. La dificultad de la implementación de la segunda variante es ampliamente superior a la de la primera.

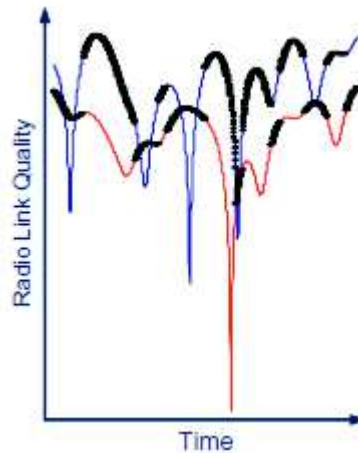


Figura 3.13: Asignación de recursos radio en un planificador proportional-fair [1]

Se considera un modelo de tráfico *full-buffer* para los usuarios, es decir, siempre hay información que transmitir a los usuarios. El algoritmo del planificador proportional-fair se explica a continuación:

El planificador PF asigna recursos radio para transmitir al usuario con el mejor canal relativo respecto a sí mismo en cada *slot* tiempo-frecuencia.

³Como por ejemplo ocurre en las tecnologías *High-Speed Downlink Packet Access* (HSD-PA) o *High-Speed Uplink Packet Access* (HSUPA).

Matemáticamente, para cada instante de tiempo y en cada sub-banda de frecuencia, el usuario al que se le transmite es aquel que maximiza la siguiente función de prioridad [3] [8]:

$$P_u^s = \frac{\text{TDA}_u^s}{\widetilde{R}_u} \quad (3.7)$$

donde:

- P_u^s es la prioridad del usuario u en la sub-banda s .
- TDA_u^s es la tasa de datos alcanzable por el usuario u en la sub-banda s , es decir la tasa de datos con la que la estación base transmitiría a ese usuario u si le hubiese correspondido esa sub-banda. La tasa de datos alcanzable se calcula a partir de la información de CQI que el terminal calculó, pero con un **retardo de 4 ms**, que en el simulador se corresponde con 2 muestras de retardo. Como se ha indicado en apartados posteriores, ese retardo de 4 ms pretende simular un escenario realista, en el que a la estación base le llegan los informes de canal cuando estos están ligeramente desactualizados, debido a que el envío de esta información no es instantáneo.

Por tanto, la tasa alcanzable indicada realmente es la tasa alcanzable por el usuario u , en la sub-banda s , en el instante $n - 2$.

- \widetilde{R}_u es la tasa de datos media del usuario u filtrada paso bajo según la ecuación:

$$\widetilde{R}_u(t) = \left(1 - \frac{1}{\tau}\right) \cdot \widetilde{R}_u(t-1) + \frac{1}{\tau} \cdot \text{TDR}_u(t-1) \quad (3.8)$$

donde, para un usuario u , $\widetilde{R}_u(t)$ es la tasa de datos filtrada, $\widetilde{R}_u(t-1)$ es la tasa de datos filtrada en el instante anterior y $\text{TDR}_u(t-1)$ es la tasa de datos real en el instante anterior. τ es el tiempo de respuesta del filtro, fijado en 500 muestras. Teniendo en cuenta que cada muestra temporal equivale a 2 ms, $\tau = 1s$.

3.6.1.1. Descripción detallada del proceso de planificación con el PF

Dado que es el planificador principal y, en el que se basa la obtención de resultados para este proyecto de fin de carrera, se quiere dar una descripción detallada del proceso de planificación usando el planificador proportional-fair y de todos sus elementos asociados.

En este apartado se mencionan distintos conceptos involucrados en la planificación (EESM, ACM, MCS, cálculo de BLER, HARQ, multiplexación espacial, etc.), que aunque hayan sido mencionados “de pasada” en un primer momento, están explicados en los subapartados siguientes. Esto es así porque en primer lugar se quiere dar una visión completa del proceso de planificación, para posteriormente ahondar⁴ en los detalles de las distintas “piezas” involucradas.

A nivel general la implementación del PF tiene dos partes claramente diferenciadas:

- El planificador propiamente dicho, donde se calcula el valor de la función de prioridad, como indica (3.7).
- Una parte previa, en la que se calcula la tasa de datos real anterior alcanzada por cada usuario.

Existe en el planificador un régimen transitorio de varias muestras de tiempo hasta que todas las variables (inicializadas a 0) comienzan a estabilizarse; sólo dura algunos milisegundos (primeras muestras temporales).

A nivel de código todo este proceso se efectúa dentro de un bucle que recorre las muestras de tiempo. En cada muestra temporal, se hacen los procesos necesarios a nivel de sub-bandas, usuarios, etc.

Cálculo de la tasa recibida anterior En primer lugar es importante describir la **matriz de planificación**: es bidimensional, con unas dimensiones de $t \times b$, y en cada tupla de valores (t, b) , se almacena el usuario (k) al que se le ha otorgado esa sub-banda b en el instante t . Es decir, almacena para todos los instantes de tiempo, qué sub-banda le ha “tocado” a qué usuario.

Para cada usuario u , se recorre la matriz de planificación identificando (y almacenando) las sub-bandas que le han sido planificadas en el instante anterior. Se almacenan los valores de SINR y CQI asociados en todas las sub-bandas asignadas a u en ese instante.

Esos dos vectores de información se procesan de la siguiente manera: por una parte, se calcula el CQI medio y la SINR efectiva, esta última empleando el algoritmo *exponential effective SINR mapping* (EESM) [12] [13] en las sub-bandas asignadas al usuario u en el instante t . Para calcular la SINR efectiva usando el algoritmo EESM es necesario conocer el parámetro β , que se obtiene a partir del valor obtenido de CQI medio y la Tabla 3.3 [6]:

Como se contempla la utilización de técnicas de modulación y codificación adaptativas, es necesario conocer el valor concreto de MCS con que se va a

⁴Lo que, en terminología anglosajona se denomina estrategia *top to bottom*.

Tabla 3.3: Valores de β para cada CQI

CQI	Parámetro β
0	5
1	5.01
2	5.01
3	0.84
4	1.67
5	1.61
6	1.64
7	3.87
8	5.06
9	6.4
10	12.59
11	17.59
12	23.33
13	29.45
14	33.05
15	33.41

transmitir al usuario u . Para ello se interpolan valores de MCS a partir del valor calculado de CQI medio en un proceso que será detallado en apartados posteriores.

Usando el valor calculado de MCS, se puede hallar la tasa de datos teórica con la que la base transmite a un usuario en una de las sub-bandas planificadas, por tanto la tasa bruta teórica total (Th_{raw}) será:

$$\text{Th}_{\text{raw}} = \text{Th}_{\text{sub-band}} \cdot N_{\text{sub-band}} \quad (3.9)$$

donde $N_{\text{sub-band}}$ indica el número de sub-bandas en las que el usuario u fue planificado.

Siguiendo la especificación LTE, se transmite en todas las bandas con el mismo valor de MCS, como se puede ver en la ecuación anterior.

Finalmente, la tasa real (en el instante anterior) de un usuario que ha sido planificado, se puede calcular teniendo en cuenta los errores cometidos en la transmisión:

$$\text{Th} = (1 - \text{BLER}) \cdot \text{Th}_{\text{raw}} \quad (3.10)$$

donde BLER es obtenido a partir de la SINR efectiva calculada y el MCS

usado mediante interpolación⁵ de las curvas definidas en la Figura 3.14 [6].

El motivo de usar las curvas de BLER de la Figura 3.14 es que están obtenidas para LTE, y que aunque las curvas fuesen otras (por ejemplo desplazadas; depende del terminal, etc.) no pasaría nada porque lo que se pretende es ver cómo “predecir” los resultados de throughput total mediante una función sencilla (como se ha explicado en el Capítulo 1); los valores exactos de throughput o BLER no resultan vitales. Si un método de predicción funciona bien con unas curvas, también lo hará bien con otras.

El valor de BLER indicado en (3.10) está internamente modificado a la baja para considerar la mejoría de BLER debido a técnicas HARQ.

Es pertinente hacer una aclaración en este punto: lo “normal” sería calcular la BLER usando (3.10) y generar errores de bloque con esa probabilidad. No se ha hecho así por simplificar. De esta forma se evita tener que modelar la HARQ y se evita complicar el simulador más allá de lo necesario.

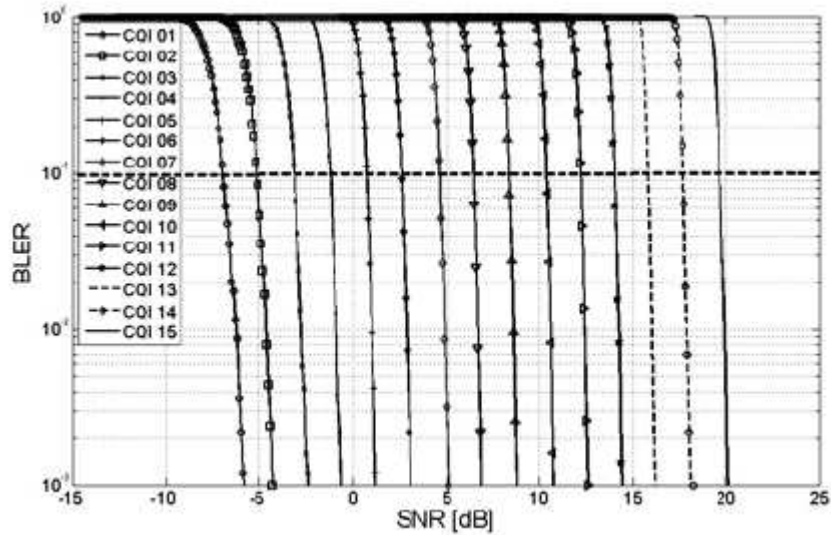


Figura 3.14: Curvas que muestran valores de BLER para un CQI y una SINR dada [6]

Creación de la matriz de planificación Para planificar adecuadamente con el PF, son necesarios, según (3.7) dos elementos: la tasa de datos alcanzable por el usuario u , TDA_u^s y la tasa de datos media del usuario u filtrada paso bajo. El segundo se obtiene a partir de la tasa de datos real definida en

⁵En cierto modo, se puede considerar que los MCS abarcan el mismo conjunto de estados de canal en lo referente a SINR, sólo que con más precisión.

el apartado anterior (T_h) aplicando el filtrado indicado en (3.8). En el caso de que en el instante anterior el usuario no haya sido planificado, el valor que entra en el filtro es 0. El cálculo del primer elemento se realiza directamente a partir del CQI que el terminal reenvió a la base (teniendo en cuenta el retardo descrito en apartados previos).

Con estos datos, es posible calcular la función de prioridad (3.7) de cada usuario en cada sub-banda y para cada instante de tiempo.

En la Figura 3.15 se puede ver una muestra temporal del comportamiento en tiempo y en frecuencia de un PF planificando a 10 usuarios en una célula de cobertura.

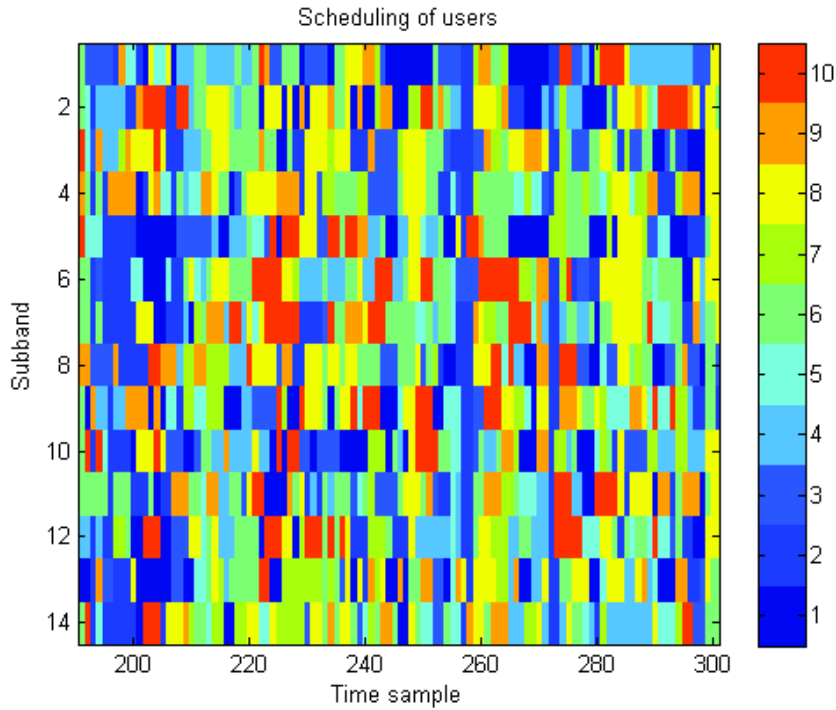


Figura 3.15: Ejemplo gráfico del funcionamiento del planificador PF. En el eje de tiempo cada valor corresponde a muestras espaciadas 2 ms.

3.6.1.2. EESM

El algoritmo *exponential effective SIR mapping* (Exp-ESM o EESM) es una técnica empleada para evaluar el rendimiento de sistemas con múltiples portadoras. Inicialmente, este método fue propuesto para ser empleado para el cálculo de valores de *signal-to-interference ratio* (SIR), pero también es

usado para cálculos de SNR. En el simulador descrito, el método EESM siempre es usado para cálculos relacionados con la SINR de los usuarios. Puesto que, en un momento dado, la BLER de un enlace depende de la SNR de cada símbolo, representado como un vector γ , que incluye la SNR de cada símbolo ocupado por la transmisión dentro esquema OFDM. El principio fundamental detrás del método EESM es calcular un valor de **SINR efectiva instantánea**, γ_{eff} , el cual es a su vez función del vector γ de la siguiente manera:

$$\text{BLER}_{\text{AWGN}}(\gamma_{\text{eff}}) = \text{BLER}(\gamma) \quad (3.11)$$

donde $\text{BLER}_{\text{AWGN}}(\text{SNR})$ se refiere a la curva de BLER para un canal AWGN.

El nombre del método se origina a partir de γ_{eff} , que es la SNR efectiva con la que obtendría la misma curva de BLER en un canal AWGN. Si existiese una función que pudiese “mapear” el vector γ a un valor escalar γ_{eff} , el algoritmo para cálculo de errores a nivel de enlace sería sólo dependiente de una única variable instantánea junto con el conocimiento —a priori— de la curva de BLER para un canal AWGN. Las referencias [6] [12] [13] coinciden en la que las funciones de la forma:

$$\text{SNR}_{\text{eff}} = \beta f^{-1} \left(\frac{1}{R} \sum_{r=1}^R f \left(-\frac{\text{SINR}_r}{\beta} \right) \right) \quad (3.12)$$

son una muy buena aproximación. Se distinguen las siguientes partes:

- La función $f(x)$ es denominada, en este caso, “función de medida de la información” y $f^{-1}(x)$ es su inversa.
- R es el número de valores diferentes de SINR presentes en la transmisión.
- β es un factor de ajuste, usado para ajustar el valor de SINR efectiva a un valor concreto de MCS, correspondiente a un valor de CQI. Por tanto, se puede encontrar un valor de β para cada CQI a partir de simulaciones de nivel de enlace [6].

En el caso concreto de EESM, la función $f(x)$ es una función exponencial:

$$f(x) = \exp(-x) \quad (3.13)$$

La función inversa $f^{-1}(x)$ es, por tanto:

$$f^{-1}(x) = -\ln(x) \quad (3.14)$$

Por tanto la expresión general del método EESM es la siguiente:

$$\text{SNR}_{\text{eff}} = -\beta \ln \left(\frac{1}{R} \sum_{r=-1}^R \exp \left(-\frac{\text{SINR}_r}{\beta} \right) \right) \quad (3.15)$$

Existen otras variantes, *x-ESM* derivadas del método ESM, como *mutual information ESM* (MIESM), pero no van a ser cubiertas en este documento. No es importante escoger un método ESM u otro; lo que se busca es una forma realista de simular lo que ocurre. Los resultados que se buscan —en principio— no deberían ser sensibles al método elegido.

Aplicación al caso particular del simulador desarrollado. En el caso particular del simulador desarrollado en el ámbito de este PFC, el muestreo tiempo frecuencia usando en la aplicación del algoritmo EESM ha sido: por sub-bandas en frecuencia (1,44 MHz) y cada 2 ms en tiempo.

3.6.1.3. ACM, MCS

Como se contempla el uso de ACM, se van a tener distintos formatos de modulación y codificación en función del estado del canal. Para calcular de forma precisa la tasa de datos y la BLER asociada a una transmisión concreta, se decidió interpolar valores de MCS a partir de los distintos valores de CQI medio que se calculan en el planificador en función del número de sub-bandas en las que un usuario es planificado.

La función usada para dicha interpolación es la siguiente:

$$\text{MCS}_{u,t} = \max \left(0, \left\lceil (\text{CQI}_{u,t} - 1) \cdot \frac{26}{14} \right\rceil + 1 \right) \quad (3.16)$$

Los CQI 1 y 15 se corresponden exactamente con los MCS 1 y 27. Para el resto de valores de CQI se redondea al MCS más cercano. Se añade un MCS 0 que representa una tasa de datos 0 (no se transmite). CQI 0 se asocia a MCS 0. En la Tabla 3.4 se puede ver el conjunto de valores de MCS que son considerados.

3.6.1.4. Cálculo de la BLER asociada a cada formato de transmisión

Para calcular la tasa de datos real con la que se ha realizado una transmisión concreta, es necesario tener en cuenta ciertos datos de BLER asociados a dicha modulación. Esto se puede ver en (3.10). En ese apartado se hace referencia a la obtención de la BLER, una vez conocida la SINR, mediante la Figura 3.14.

Tabla 3.4: Tabla de MCS empleada [8]

MCS	Modulación	Eficiencia(bits/símbolo)
0	Sin transmisión	
1	QPSK	0.2222
2	QPSK	0.3333
3	QPSK	0.42
4	QPSK	0.5
5	QPSK	0.6667
6	QPSK	0.84
7	QPSK	1
8	QPSK	1.16
9	QPSK	1
10	QPSK	1.46
11	16-QAM	1.72
12	16-QAM	1.84
13	16-QAM	2
14	16-QAM	2.16
15	16-QAM	2.32
16	16-QAM	2.44
17	16-QAM	2.6667
18	16-QAM	2.92
19	16-QAM	3.2
20	64-QAM	3.48
21	64-QAM	3.72
22	64-QAM	4
23	64-QAM	4.2
24	64-QAM	4.44
25	64-QAM	4.8
26	64-QAM	5.1
27	64-QAM	5.4

Para realizar el cálculo del párrafo anterior, se han interpolado las curvas de la Figura 3.14 para tener un total de 27 curvas (correspondientes a los 27 valores de MCS) que se correspondan con 27 valores de BLER. Así mismo, se han obtenido una familia de 27 rectas que aproximan las curvas de la Figura 3.14 (una vez interpoladas linealmente).

La aproximación ha sido hecha de la siguiente manera:

$$\text{BLER}_{\text{SINR}, \text{MCS}} = \min \left(1, 10^{(-1 - \text{pdte} \cdot (\text{SINR01} - \text{SINR} + \Delta \cdot (\text{MCS} - 1)))} \right) \quad (3.17)$$

donde

- $\text{pdte} = -3.8388$, que es el valor aproximado de la pendiente para todas las rectas que aproximan a las curvas de la Figura 3.14.
- $\text{SINR01} = -6.934$.
- $\Delta = 19.83 - \frac{\text{SINR01}}{26}$. Es decir, el conjunto de valores de SINR abarcados por las curvas divididos por los 26 intervalos que quedan de interpolar usando 27 rectas (27 MCS).

La BLER ha de variar en el rango $[0, 1]$ y debido al método usado de interpolación pueden aparecer valores mayores a 1, lo cual no tiene sentido. Por ello el límite superior de la función es 1. El primer índice ha de ser 0.

3.6.1.5. HARQ

Como se ha descrito en el capítulo 2, en LTE se usan técnicas HARQ con combinación de retransmisiones, lo que tiene como consecuencia que la BLER real sea ligeramente más baja que la obtenida mediante la Figura 3.14. Para considerar este efecto, la BLER que muestra (3.10) está modificada mediante un parámetro v :

$$\text{BLER} = \text{BLER}_{\text{raw}} \cdot (1 - v) \quad (3.18)$$

donde $v = 0.2$, que es la mejoría cuantificada por inspección de las curvas que consideran HARQ respecto de las que no lo consideran en [7]. Dicha mejoría no es constante, pero se toma un valor medio aproximado. En la Figura 3.16 se muestra la gráfica de la que se obtiene el valor de v .

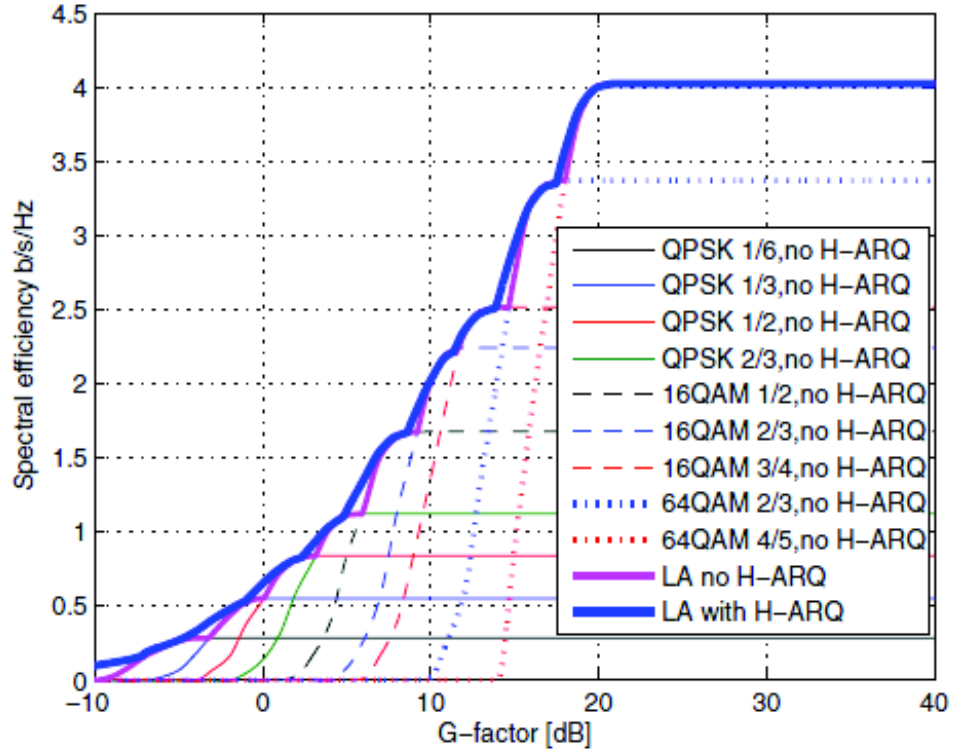


Figura 3.16: Ganancias de transmisión empleando métodos HARQ [7]

3.6.1.6. Multiplexación espacial en el planificador

No se ha mencionado hasta ahora, pero en la planificación se tiene en cuenta que se puedan estar usando varias capas espaciales para la transmisión, en este caso todos los cálculos indicados hasta ahora se **repiten en cada capa**, con la diferencia de que hay un paso final en el que las tasas de datos obtenidas por capa, se suman. En este caso toda la información obtenida se trata de forma vectorizada⁶, con vectores de tantos elementos como flujos espaciales use el sistema. Este tratamiento vectorizado permite que en el futuro se pueda adaptar el simulador para trabajar con tantos flujos espaciales como sea necesario, como se indica en el Capítulo 5.

La “detección” para saber si un usuario concreto es susceptible de ser transmitido usando multiplexación espacial se realiza leyendo la matriz RI a la hora de planificar.

⁶Vectorizada se refiere a que estos valores se guardan en estructuras de tipo vector en Matlab, lo que simplifica la operación con estos valores.

3.6.2. Planificador round-robin

El planificador round-robin es el más sencillo de los planificadores implementados. La idea tras este planificador es sencilla: se van asignando recursos tiempo-frecuencia a los diferentes usuarios de forma consecutiva, sin inteligencia ninguna en el sistema. Con este planificador todos los usuarios son planificados la misma cantidad de veces y no se tiene en cuenta estado del canal (en los otros casos, sí). En la Figura 3.17 se puede ver un esquema del funcionamiento de este planificador.

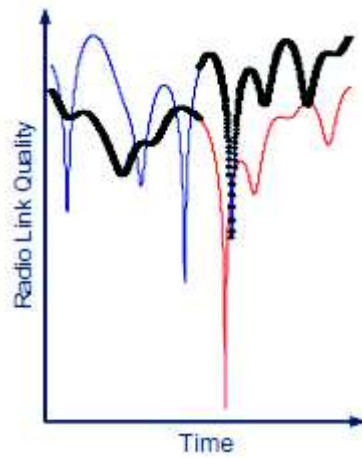


Figura 3.17: Asignación de recursos radio en un planificador round-robin [1]

La Figura 3.17 muestra cómo cada usuario es planificado a intervalos de tiempo predefinidos, independientemente del estado de su canal radio.

En la implementación concreta realizada, se ha decidido que el recurso que planificador RR asigne sean todas las sub-bandas de frecuencia; de esta manera todos los usuarios son planificados temporalmente de forma consecutiva en todo el ancho de banda del sistema:

$$u = \text{mod}(t - 1, U) + 1 \quad (3.19)$$

con $t \geq 1$ y donde:

- u identifica el usuario planificado. Dicho valor (índice u del usuario planificado) se almacena dentro de la matriz de planificación, en el lugar correspondiente, en función del recurso tiempo frecuencia (tupla (t, f)) que esté siendo asignado.
- mod es la operación módulo. En este caso, módulo del número total de usuarios, U .

El cálculo de la **tasa binaria** obtenida para cada usuario con el RR, es exactamente igual al descrito para el planificador PF. Sólo cambia la función de planificación.

En la Figura 3.18 se puede ver una muestra temporal del comportamiento en tiempo y en frecuencia de un RR planificando a 10 usuarios (cada uno representado con un color) en una célula de cobertura.

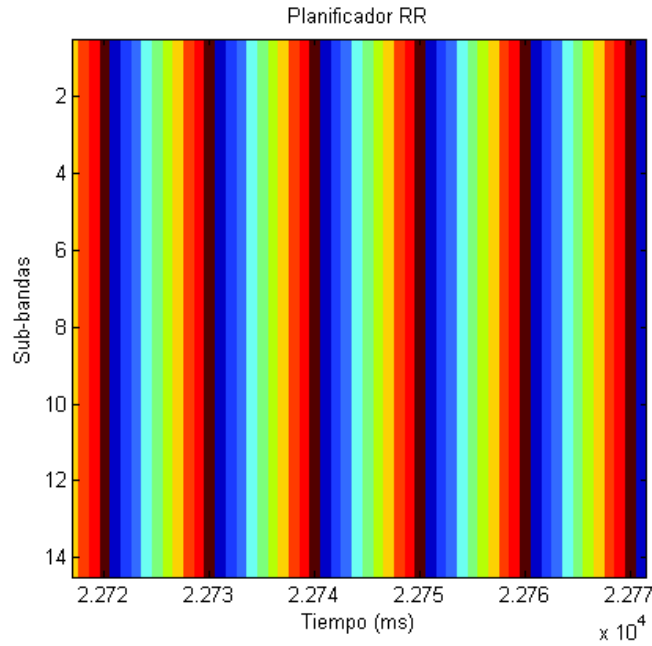


Figura 3.18: Ejemplo gráfico del funcionamiento del planificador RR

3.6.3. Planificador max-C/I

Este es el planificador con el que mayor tasa de datos alcanza la base, puesto que transmite en cada instante y en cada frecuencia al usuario que mejor canal tenga en términos globales (en comparación con el resto de usuarios). En cada instante de tiempo y frecuencia, se planifica al usuario u que maximice la siguiente expresión:

$$k = \arg \max_u R_u \quad (3.20)$$

donde R_u es la tasa de datos para el usuario u .

El planificador max-C/I ha sido implementado como una variante del proportional-fair en la que el denominador de (3.7) es igual a 1.

El cálculo de la **tasa binaria** obtenida para cada usuario en el planificador max-C/I, es exactamente igual al descrito para el planificador PF.

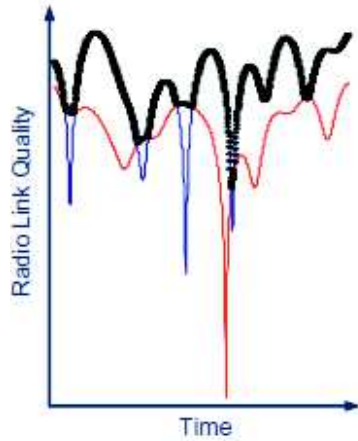


Figura 3.19: Ejemplo gráfico del funcionamiento del planificador max-C/I [1]

En la Figura 3.19 se puede ver el funcionamiento del planificador max-C/I, en el que sólo el usuario con mejor relación SINR (línea gruesa), es planificado, mientras que al resto de usuarios no se les asignan recursos de transmisión.

Capítulo 4

Resultados obtenidos

En este capítulo, se van a describir todas las simulaciones realizadas, los parámetros involucrados en dichas simulaciones y los resultados obtenidos. Estos resultados son consecuencia directa de la cuestión principal que se lleva discutiendo todo el documento: simular la planificación de usuarios en un sistema LTE modelando con precisión los efectos del multitrayecto.

Puesto que el objetivo final es crear una recopilación de datos de tasa binaria representativos de múltiples escenarios, las simulaciones deben ser realizadas para distintos parámetros de entrada.

4.1. Parámetros de entrada usados

En la Tabla 4.1 se indican todos los parámetros que es posible configurar para crear distintos escenarios de simulación, así como el abanico de posibles valores que pueden tomar.

A continuación se explican en detalle cada uno de los posibles parámetros. Hay parámetros que es necesario mantener constantes para poder comparar aquellos que sí van a estar sujetos a variaciones:

Tipo de antena El simulador LTE y el modelo SCM usado, contemplan que, tanto emisor (estación base), como usuario (terminal móvil) usen antenas con múltiples elementos, con el fin de usar técnicas de combinación o multiplexación espacial. En principio el modelo SCM soporta cualquier configuración a este respecto, simplemente variará el tamaño —en función de las distintas combinaciones de caminos espaciales— de la matriz multidimensional que se obtiene como resultado. Sin embargo, el simulador LTE sí impone un límite: transmisor y receptor pueden tener cualquier número de elementos siempre y cuando no superen 2 simultáneamente. Esto es así porque, a día de hoy, no es común tener

Tabla 4.1: Input parameters

Parámetro de entrada	Posibles valores
Tipo de antena	$a \times b$, con $a, b \leq 2$
Escenario	Macro (outdoor), Micro (outdoor)
Dispersión del retardo multitrayecto ($E[\sigma_{DS}]$)	$0.17\mu s, 0.65\mu s$
Numero de UEs	cualquiera ≥ 0
Intervalo de muestreo	cualquiera ≥ 0 (por defecto: 2 ms)
Duración de la simulación	cualquiera ≥ 0
Frecuencia central	$0.8 \text{ GHz} \leq f \leq 5 \text{ GHz}$
Granularidad en frecuencia	cualquiera (def: 180 kHz)
Velocidad para todos los UEs	cualquiera ≥ 0
Planificador	PF, RR or max-C/I
Ancho de banda	1.4, 3, 5, 10, 15 y 20 MHz

sistemas que puedan funcionar con más de dos capas espaciales. Lo habitual es encontrarse con estaciones base y terminales con máximo dos antenas. En LTE-A se contempla el empleo de mayor número de flujos espaciales (lo que implica emplear en transmisión y recepción mayor cantidad de antenas), pero su implantación es muy reducida de momento.

Escenario Son los descritos en el Capítulo 3, correspondientes con distribuciones de usuarios en células de mayor y de menor cobertura. Contemplan los casos extremos desde el punto de vista de la distribución de usuarios (y el multitrayecto).

Dispersión media del retardo multitrayecto El modelo SCM contempla dos posibilidades: $E[\sigma_{DS}] = 0.17\mu s$ y $E[\sigma_{DS}] = 0.65\mu s$. Normalmente se ha asociado la primera opción a simulaciones con el entorno micro y la segunda con el entorno macro. Estos valores son los escogidos porque son los valores más extremos, desde el punto de vista del multitrayecto, que permite el entorno SCM. σ_{DS} se calcula según la siguiente expresión $\sigma_{DS} = 10^{(\varepsilon_{DS} \cdot x + \mu_{DS})}$, donde $x \sim \eta(0, 1)$. ε_{DS} y μ_{DS} toman distintos valores según el escenario en el que nos encontremos, con el fin de generar las distintas distribuciones de dispersiones [14].

Número de usuarios El simulador LTE soporta cualquier número de usuarios. Las simulaciones contemplan 3 y 10 usuarios. Dichos usuarios no son usuarios activos, sino el número total de usuarios por célula LTE. El motivo de ceñirse a dos valores usuarios, es evitar que el número de simulaciones a realizar sea demasiado grande. Además, realizar simulaciones de más de 10 usuarios tiene un gran impacto en el consumo de recursos del sistema que corre la simulación (ver punto a continuación: “Tiempo simulado”). En cualquier caso, como se discutirá más adelante, se ha observado que este valor no afecta en gran medida al throughput observado.

Intervalo de muestreo 2 ms. Este parámetro se mantiene común para todas las simulaciones. Se ha escogido el valor más bajo posible dentro de los razonables, 2 ms, que es igual al mínimo valor posible para la realimentación de valores de CQI del terminal a la base.

Tiempo simulado (s) Es el número de muestras de tiempo que se van a simular. La cantidad total de tiempo simulado es la multiplicación del número de muestras por el intervalo de muestreo (2 ms). En principio, el objetivo es realizar estudios que simulen la mayor cantidad posible de tiempo, pero en la práctica esto está limitado por dos factores:

1. La *memoria de acceso aleatorio* (RAM, por sus siglas en inglés). Es el elemento limitante más importante, puesto que es el lugar en el que Matlab almacena todas las variables. Para el número máximo de usuarios escogidos, 10, limita la duración máxima de la simulación a 900 segundos (en un PC con 8 GB de RAM).
2. El tiempo de ejecución de la simulación. Es decir, el tiempo real que tarda cada simulación en ejecutarse. Para reducir los errores de estimación que produce tener un número bajo de simulaciones del mismo tipo, es necesario realizar gran cantidad de simulaciones. Si cada simulación individual simula una cantidad de tiempo elevada, el número de ellas que se podrán realizar en un lapso de tiempo determinado disminuye. El tiempo establecido para simular está fijado en **270 s** y está seleccionado a partir de los 900s indicados en el apartado anterior dividido por 3 simulaciones que se realizan en paralelo y añadiendo un pequeño margen de seguridad. En un PC de 8 núcleos y 16 GB de RAM se han llegado ejecutar con éxito 7 simulaciones de 270s en paralelo.

Frecuencia central Frecuencia de transmisión. La escogida ha sido 2 GHz. Se ha escogido este valor por ser representativo de las bandas de fre-

cuencias que actualmente se están usando en España (1.8 GHz, 2.1, GHz, 2.6 GHz).

Granularidad en frecuencia Se refiere al intervalo en frecuencia para el cual se calcula un coeficiente de canal en frecuencia. Inicialmente estaba fijado en 180 kHz (tamaño de 1 RB), pero al final y por los motivos indicados en la parte final del apartado 3.2, esta granularidad en frecuencia es de 8 RB (1.44 MHz).

Velocidad para todos los usuarios La velocidad es variable sin límites. Las simulaciones se han hecho contemplando dos velocidades: **3 km/h**, que representa un canal que varía lentamente en el tiempo (peatón caminando lentamente) y **50 km/h**, que representa un canal que varía rápidamente en el tiempo (un vehículo en ciudad). No tiene sentido usar más valores de velocidad, puesto que lo que se quiere constatar es el efecto de la misma en el throughput obtenido y para ello es suficiente con los dos casos presentados.

Planificador Ya se han descrito en el Capítulo 3 de forma exhaustiva, los tres planificadores considerados. Todos los lotes de simulaciones han sido realizados con el planificador PF salvo uno en el que se ha usado el planificador RR. El motivo de usar en un grupo de simulaciones un planificador RR es comparar el funcionamiento del RR y el PF, esperando obtener más throughput en caso de usar el último. También se usa un RR, para tener la posibilidad de estudiar la existencia de mejoras relativas fijas de throughput entre RR y PF. En cualquier caso, el planificador principal es el PF por los distintos motivos explicados tanto en el Capítulo 3, como en apartados siguientes del Capítulo 4.

Ancho de banda De las distintas configuraciones de ancho de banda que permite LTE, siempre se ha usado la opción de **20 MHz**, por ser la más interesante para las simulaciones que se han hecho: con el mayor ancho de banda se espera que la variabilidad del estado del canal en función de la frecuencia sea más acusada, quedando más marcados los efectos que se quieren tener en cuenta para simular, principalmente multitrayecto en la transmisión. Además, con el mayor valor de ancho de banda se consiguen —en principio— los mayores valores de tasas de datos.

4.2. Post-procesado

Para poder obtener conclusiones, es necesario “dar forma” a todos los datos que se obtienen de las distintas simulaciones realizadas. En este apartado, dedicado al post-procesado, se explica el proceso por el cual los datos brutos de miles de simulaciones se transforman en valores interpretables, sobre los que sea posible trabajar para buscar resultados.

Es importante mencionar que el post-procesado es un proceso con dos etapas claramente diferenciadas:

1. En una primera parte, se extrae la tasa de datos media obtenida por la estación base para cada simulación de un grupo concreto y de una tanda concreta, y se relaciona dicho valor, con la SINR media y la desviación típica¹ del conjunto de usuarios de esa simulación en concreto. Este resultado se muestra en forma de “nubes de throughput”, que pueden ser vistas en las páginas siguientes.
2. El segundo paso consiste en hacer un post-procesado “por bins” de los datos de tasa binaria del punto anterior. De esta forma lo que se hace es calcular una tasa de datos representativa según intervalos predefinidos. De aquí se extraen los datos finales (tablas) buscados en este trabajo.

Un diagrama con el proceso detallado de procesado desde que se tienen realizadas las simulaciones hasta que se obtienen las tablas finales se muestra en la Figura 4.1.

4.2.1. Datos contenidos por las simulaciones

Como se ha indicado en puntos anteriores de este documento, para cada combinación de parámetros se realizan en torno a 1000 simulaciones similares. Cada una genera gran cantidad de datos, de los cuales se almacenan los siguientes por ser considerados los más relevantes:

- Tasa de datos (en *bits por símbolo*).
- Matriz de planificación.
- BLER de cada usuario en cada instante de tiempo.
- MCS con el que se transmite a cada usuario en cada instante de tiempo.

¹Esta es la estrategia de post-procesado escogida tras probar otras aproximaciones de post-procesado. Esto se explica durante los siguientes subapartados.

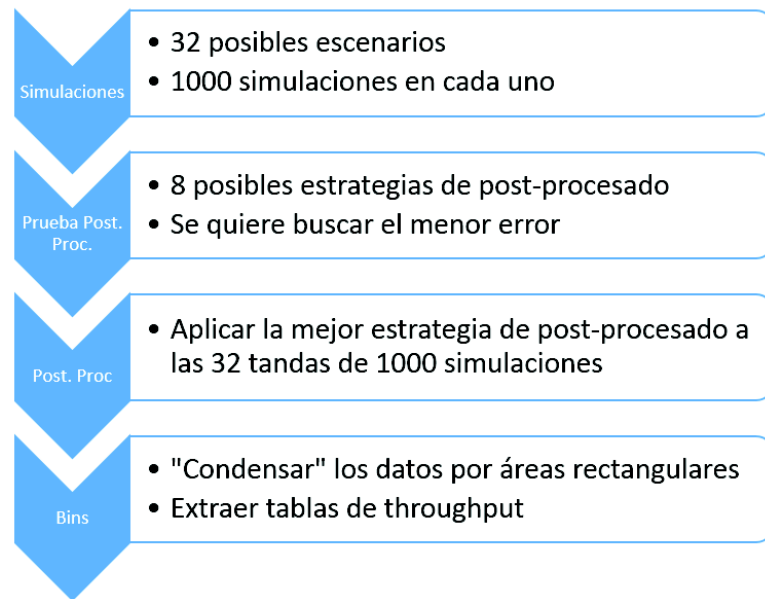


Figura 4.1: Visión general del proceso de post-procesado, así como de las diferentes etapas que lo componen

El resto de datos de cada simulación (matrices con resultados intermedios, etc.) se eliminan, puesto que almacenar toda la información que genera cada simulación es un esfuerzo tremendo en términos de espacio ocupado en disco.

4.2.2. Obtención de la tasa de datos

A grandes rasgos, el funcionamiento de la primera parte del esquema de post-procesado es el siguiente: sucesivamente se van cargando en memoria las distintas matrices con los resultados representativos de cada simulación, se analizan y se calcula la media temporal por usuario y simulación, de tal forma que lo que se obtiene en este paso son matrices que contienen los valores medios (respecto de toda la duración temporal de la simulación) para cada usuario, tanto de throughput como de BLER. También se calculan a posteriori distintos estadísticos de la SINR de la distribución de usuarios asociados a esos valores de BLER y tasa de datos calculados.

Es importante aclarar que, los valores de SINR sobre los cuales se calculan los distintos estadísticos, se corresponden con la SINR media en el tiempo de los distintos usuarios.

Como se ha indicado anteriormente, los valores de tasa de datos se almacenan en bits por símbolo. Dichos valores se transforman a bits por segundo durante el post-procesado usando la siguiente expresión:

$$R_{\text{bps}} = \text{num}_{\text{subport}} \cdot \text{num}_{\text{RB}} \cdot \frac{\text{symb_int}}{\text{long_int}} \cdot R_{\text{bpS}} \cdot k_{\text{overhead}} \quad (4.1)$$

donde:

- $\text{num}_{\text{subport}}$ es el número de subportadoras por RB usadas en el sistema: 12. El espaciado entre subportadoras (en cada RB) en el sistema LTE es de 15 kHz, por tanto, al ser un RB 180 kHz, dividiendo, obtenemos un total de 12 subportadoras por RB.
- num_{RB} es el número de RB por sub-banda en el sistema: 8. Como el ancho de banda total del sistema es de 20 MHz, dividido en 14 sub-bandas útiles (ver explicación en apartado sobre envíos de CQI en el Capítulo 3), y cada RB son 180 kHz, se obtiene que cada sub-banda está compuesta de 8 RB.
- symb_int es el número de símbolos por intervalo: 7 [1].
- long_int es la duración de cada intervalo de transmisión: 0.5 ms [1] (ver también estructuración de tramas radio en el Capítulo 2).
- R_{bpS} es la tasa de datos en bits por símbolo.
- k_{overhead} es el factor de reducción de throughput debido a señalización, etc. Se estima que la tasa de datos útil es el 95 % de la obtenida a nivel radio [1].

4.2.3. Nubes de throughput

Un ejemplo de “nube de throughput” se muestra en la Figura 4.2. Las “nubes de throughput” relacionan las tasas binarias de datos obtenidas por la EB con distintas distribuciones de usuarios. El proceso mediante el cual se obtienen estas “nubes de throughput” comienza con tres vectores de dimensiones $1 \times N$, donde N es el número total de simulaciones realizadas.

Estos vectores contienen la siguiente información:

- **Estadístico 1** o de valor central representativo. Por ejemplo, la media de las SINR de los usuarios involucrados en cada simulación.
- **Estadístico 2** o de dispersión. Por ejemplo, la desviación típica de la SINR de los usuarios involucrados en cada simulación.

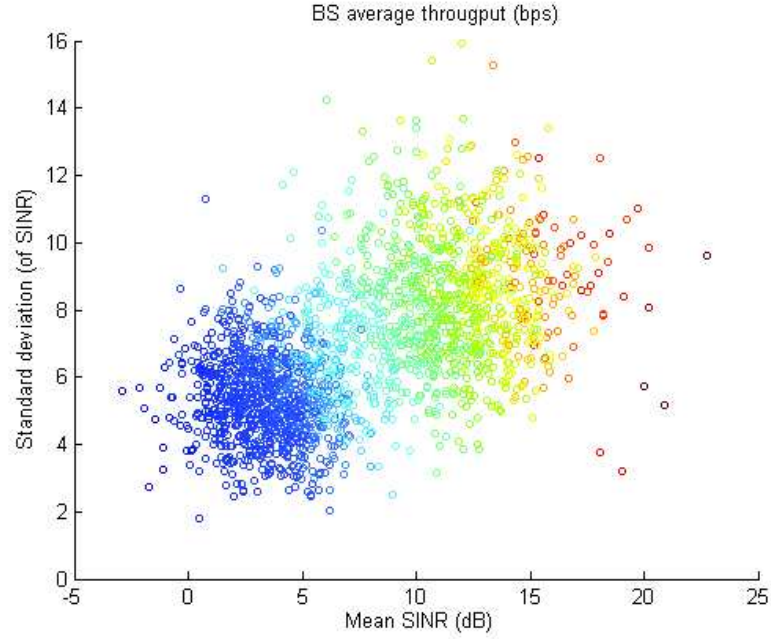


Figura 4.2: Ejemplo de “nube de throughput”

- Tasa media de datos obtenida para cada una de las simulaciones representadas por valores concretos de los dos primeros vectores. Ha sido descrita en el apartado 4.2.2.

Cada tupla de valores de los dos primeros vectores se corresponde con un valor del tercer vector. En la Figura 4.11 se puede ver una representación gráfica de esto.

Variando estos estadísticos se obtienen distintas versiones de las “nubes de throughput”. Esto ocurre porque modificando el tipo de análisis se actúa sobre los ejes y por tanto sobre la forma de organizar los puntos de la nube. La idea es probar todos tipos de análisis disponibles y decidir con cual de ellos se comete el menor error al hallar posteriormente el throughput medio. Para ello es necesario, una vez obtenidas las “nubes de throughput” para cada tipo de análisis, someter a dichas “nubes de throughput” a un post-procesado por bins como el que se describe en el apartado 4.2.4.

A continuación se describen los distintos tipos de análisis que es posible llevar a cabo mediante los estadísticos 1 y 2:

- Posibles análisis usando el estadístico 1 para la tasa binaria:
 - Hallar el valor central representativo mediante la media.

- Hallar el valor central representativo mediante la mediana.
- Posibles análisis usando el estadístico 2 para la tasa binaria:
 - Medida de la dispersión usando (4.2) con $n=1$.
 - Medida de la dispersión usando (4.2) con $n=1.5$.
 - Medida de la dispersión usando (4.2) con $n=2$ (desviación típica).
 - Percentil para el 75 % de los casos.

donde n es el factor del exponente en la siguiente expresión:

$$S_N^n = \left(\frac{1}{N-1} \sum_{i=1}^N (x_i - \bar{x})^n \right)^{\frac{1}{n}} \quad (4.2)$$

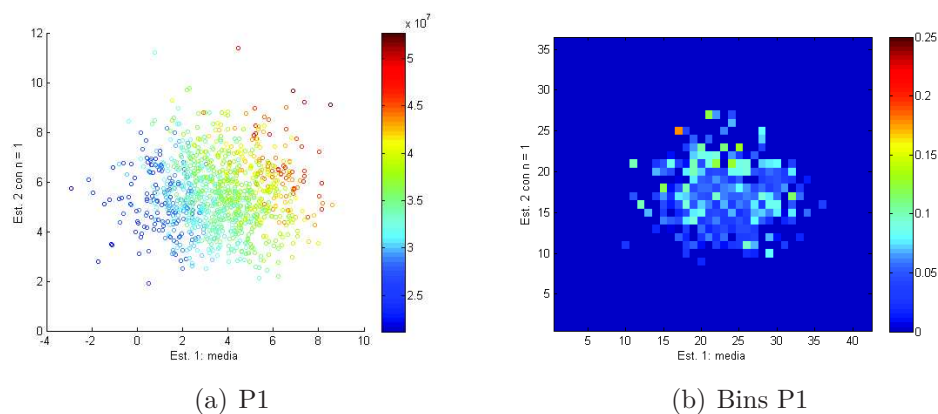
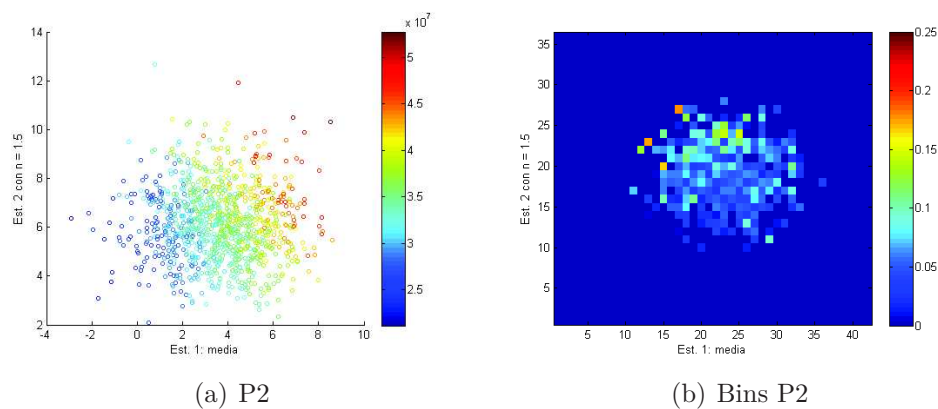
En las páginas siguientes se muestran 16 imágenes en grupos de 2 (Figuras 4.3, 4.4, 4.5, 4.6, 4.7, 4.8, 4.9 y 4.10) que representan, por una parte, la “nube de throughput” obtenida al aplicar sobre una tanda de simulaciones de ejemplo (similar a las que se pueden ver en el apartado 4.3.1, compuesta por aproximadamente 1000 puntos) todas las combinaciones posibles de post-procesado, y por otra y en escala de color, los valores del cociente (4.3) para las distintas combinaciones posibles con los tipos del análisis de la lista anterior. Este cociente supone una medida del error relativo cometido al encontrar el valor central representativo de throughput.

$$k = \frac{\sigma_{\text{bin}}}{\text{SINR}_{\text{bin}}} \quad (4.3)$$

σ_{bin} es la desviación típica de los valores de throughput dentro de cada “bin” y “ SINR_{bin} ” es su SINR media.

Es importante añadir la siguiente información sobre las citadas figuras: cada rectángulo (de las figuras a la izquierda) representa un throughput medio de 10 usuarios durante un tiempo. Cada rectángulo (de la parte derecha) representa el cociente entre el throughput representativo (throughput medio, en el denominador) del conjunto de throughputs que “caen” dentro de un grupo (bin) delimitado según valores de los ejes x e y ; y su medida de dispersión (numerador). Este cociente es un factor de calidad: cuanto menor sea (color tendente a azul oscuro y menores valores máximos), menor error se comete al predecir el throughput real por medio del valor representativo de cada bin.

Por simple inspección visual se puede comprobar que el menor error en el post-procesado se da con un análisis basado en la **media** y la **desviación típica** ($n = 2$). En esencia, el análisis realizado es de tipo visual; se trata

Figura 4.3: Estrategia de post-procesado 1: (media, $n=1$)Figura 4.4: Estrategia de post-procesado 2: (media, $n=1.5$)

de observar la distribución de colores que aparece en todas las figuras de la parte derecha. Se buscan dos efectos: que los tonos de color sean uniformes y que tiendan a color azul oscuro. La gráfica que mejor cumple con lo indicado es, por tanto, la que se corresponde con un análisis de media y desviación típica, que es la Figura 4.6(b).

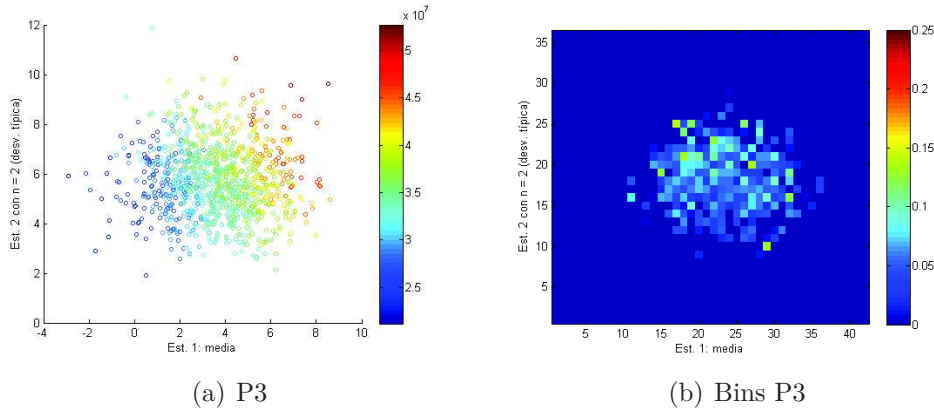


Figura 4.5: Estrategia de post-procesado 3: (media, n=2: desviación típica)

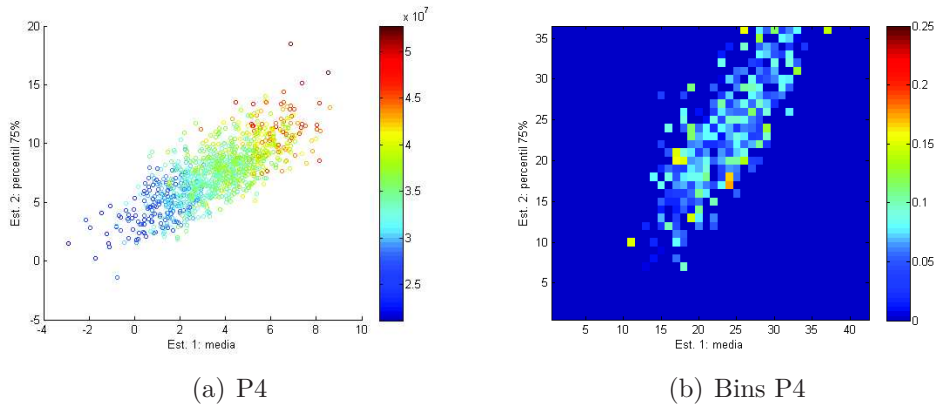


Figura 4.6: Estrategia de post-procesado 4: (media, percentil 75 %)

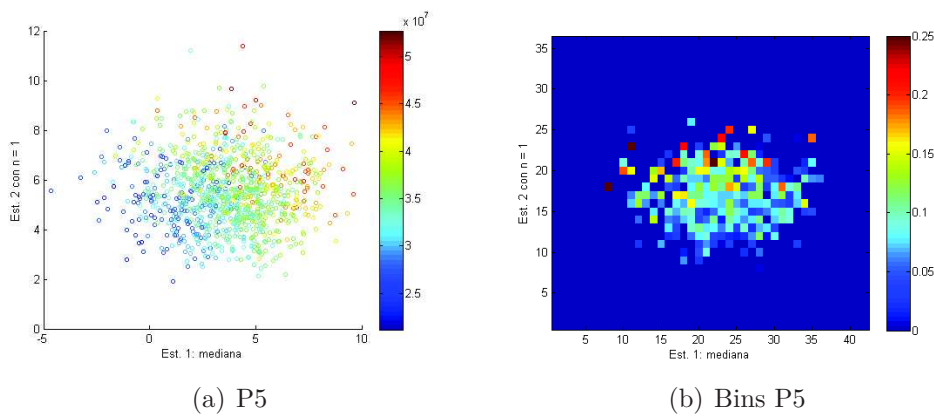


Figura 4.7: Estrategia de post-procesado 5: (mediana, n=1)

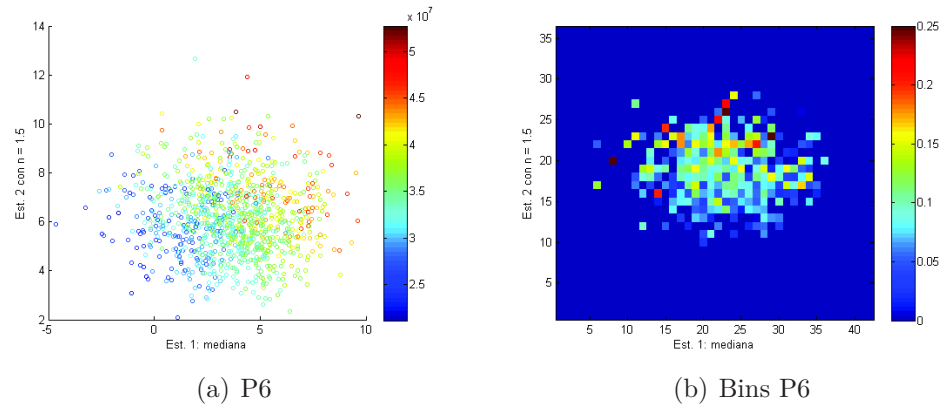
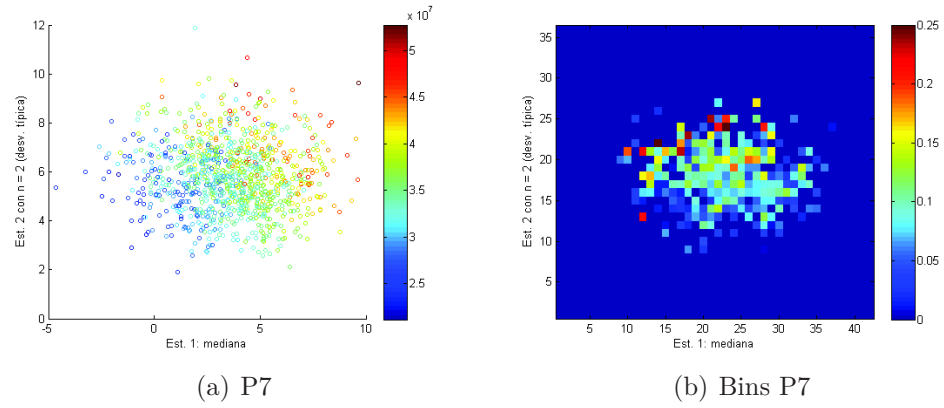
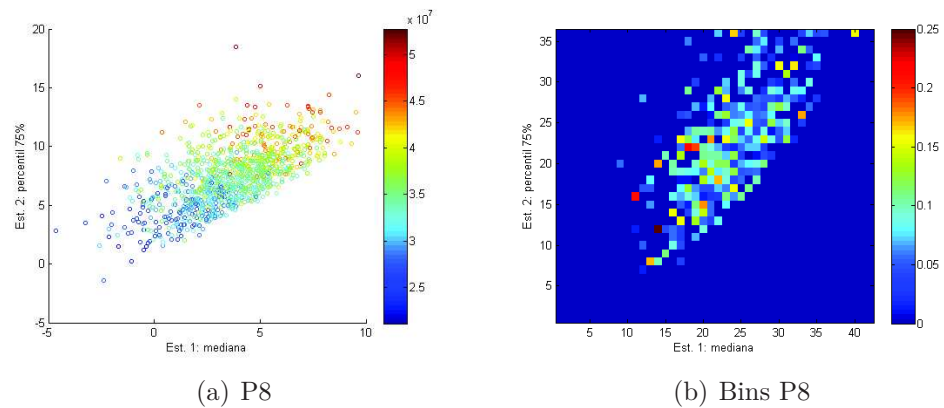
Figura 4.8: Estrategia de post-procesado 6: (mediana, $n=1.5$)Figura 4.9: Estrategia de post-procesado 7: (mediana, $n=2$: desviación típica)

Figura 4.10: Estrategia de post-procesado 8: (mediana, percentil 75 %)

4.2.4. Tablas de tasa de datos

En este apartado se describe el proceso por el cual se obtienen los que podrían considerarse resultados finales de este PFC. Con toda la información obtenida, se han conformado tablas en las que se relaciona la SINR y su desviación típica, con un valor de tasa binaria de datos. Este valor de tasa binaria ha sido obtenido haciendo estudios estadísticos de todas las tasas de datos que “caen” dentro de intervalos cuadrados de media y desviación típica de SINR. Esto se ha denominado (post-procesado por bins).

Los estudios estadísticos realizados han consistido en hallar un valor representativo de throughput dentro de cada rectángulo (o bin) haciendo la media de todos los valores de throughput inicialmente existentes dentro de ese rectángulo. Además, se ha hallado la desviación típica de dichos valores por si fuese necesaria como resultado final².

Se puede ver como, claramente, los resultados aplicando mediana al estadístico 1 mezclan mucho más los puntos de las “nubes de throughput” y, por tanto, al realizarse el post-procesado por bins, la dispersión de los valores representativos de throughput por bin aumenta.

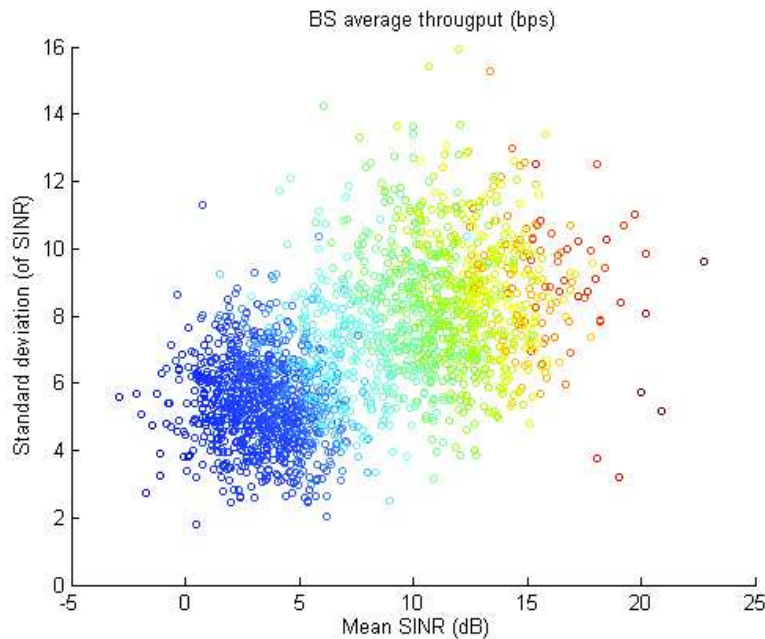


Figura 4.11: Conjunto de simulaciones sobre el que se aplicaron los distintos post-procesados por bins

²Como se ha dicho en el apartado 4.2.3, también es útil este calculo de cara a analizar la “calidad” del post-procesado.

Para procesar esta información, se crean unos vectores auxiliares que definen las distintas áreas de cálculo (los mencionados bins), lo que puede ser visto en la Figura 4.12.

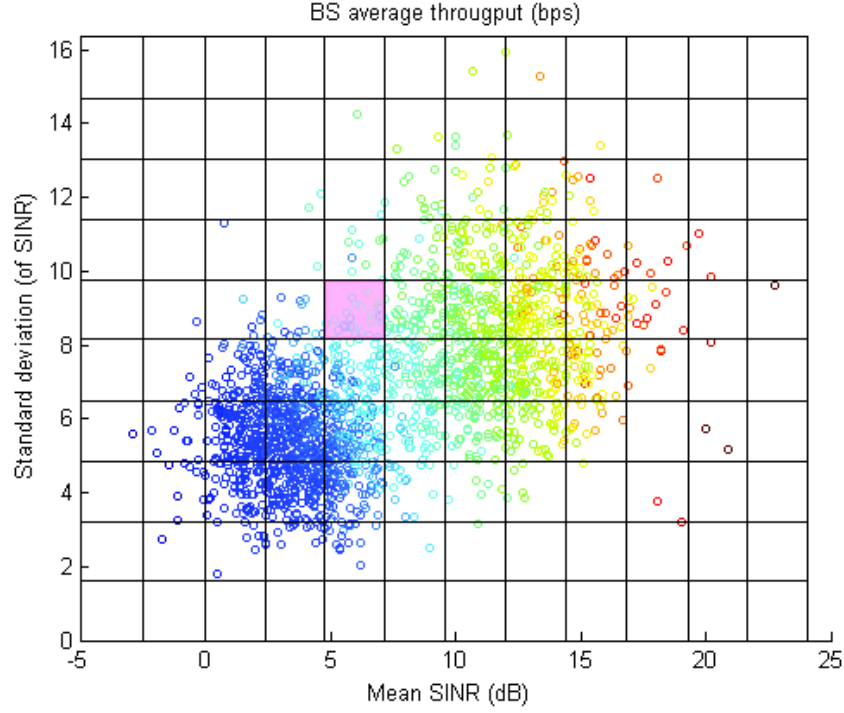


Figura 4.12: Ejemplo de “bins” en un grupo de simulaciones

El siguiente paso consiste en calcular la tasa binaria total promediada que se obtiene en cada cuadrado (como el sombreado en la Figura 4.12) mediante un análisis de media y desviación típica. El resultado buscado es el de **throughput medio**, pero al tener también el de la desviación típica, se puede calcular, por cada cuadrícula, el “factor de calidad” definido por (4.3).

En el post-procesado por bins, el eje “y” siempre se refiere a valores de desviación típica de la SINR y el eje “x” a valores medios de SINR; pero no a valores absolutos, sino a ordinales de bins. Para encontrar el auténtico valor de media y desviación típica hay que establecer algún tipo de asociación entre ambas medidas.

Como este análisis posterior es común a todas las simulaciones realizadas y además se quiere mantener un alto grado de comparabilidad, la cuadrícula de bins es fija y abarca los siguientes valores:

- Eje x (SINR media): de -4 dB a 10 dB.
- Eje y (desviación típica de la SINR): de 0 dB a 12 dB.

siendo el tamaño del bin de 0.35 dB, tanto en x, como en y.

Los valores absolutos pueden ser por tanto hallados mediante las siguientes relaciones:

$$\begin{aligned}\overline{\text{SINR}} &= \frac{\overline{\text{SINR}}_{\text{máx}} - \overline{\text{SINR}}_{\text{mín}}}{\overline{\text{SINR}}_{\text{bins}}} \cdot \overline{\text{SINR}}_{\text{bin}} + \overline{\text{SINR}}_{\text{mín}} \\ &= k_1 \cdot \overline{\text{SINR}}_{\text{bin}} + \overline{\text{SINR}}_{\text{mín}}\end{aligned}\quad (4.4)$$

$$\begin{aligned}\sigma_{\text{SINR}} &= \frac{\sigma_{\text{SINR}_{\text{máx}}} - \sigma_{\text{SINR}_{\text{mín}}}}{\sigma_{\text{SINR}}_{\text{bins}}} \cdot \sigma_{\text{SINR}_{\text{bin}}} + \sigma_{\text{SINR}_{\text{mín}}} \\ &= k_2 \cdot \sigma_{\text{SINR}_{\text{bin}}} + \sigma_{\text{SINR}_{\text{mín}}}\end{aligned}\quad (4.5)$$

Podemos hallar tanto k_1 como k_2 (que pueden ser vistos como factores de conversión) sustituyendo en las expresiones anteriores lo siguientes valores:

$$\overline{\text{SINR}}_{\text{máx}} = 10\text{dB} \quad \overline{\text{SINR}}_{\text{mín}} = -4\text{dB} \quad \overline{\text{SINR}}_{\text{bins}} = \frac{10 - (-4)}{0.35} \approx 40\text{bins}$$

$$\sigma_{\text{SINR}_{\text{máx}}} = 12\text{dB} \quad \sigma_{\text{SINR}_{\text{mín}}} = 0\text{dB} \quad \sigma_{\text{SINR}}_{\text{bins}} = \frac{12 - 0}{0.35} \approx 34\text{bins}$$

Finalmente se obtienen las siguientes expresiones que relacionan una magnitud en “bins” con su valor real:

$$\overline{\text{SINR}} = 0.35 \cdot \overline{\text{SINR}}_{\text{bin}} - 5 \quad (4.6)$$

$$\sigma_{\text{SINR}} = 0.3529 \cdot \sigma_{\text{SINR}_{\text{bin}}} \quad (4.7)$$

Es interesante hallar los factores k_1 y k_2 porque en ocasiones, tanto $\sigma_{\text{SINR}}_{\text{bins}}$ como $\overline{\text{SINR}}_{\text{bins}}$ pueden no ser valores enteros.

La Figura 4.13 representa la tasa binaria media por bins de una muestra de ejemplo (equivalente a una simulación Tanda A - Grupo 2, como las que se pueden ver en el apartado 4.3.1). Es importante recalcar que los ejes no son decibelios, sino que son índices que se relacionan con los valores reales mediante las ecuaciones descritas.

En las siguiente páginas se pueden ver dos tablas (Tabla 4.2 y Tabla 4.3):

- La primera contiene un extracto de una tabla final de tasa binaria en Mbps promediada por bins con respecto a la SINR media y la desviación típica de la SINR.

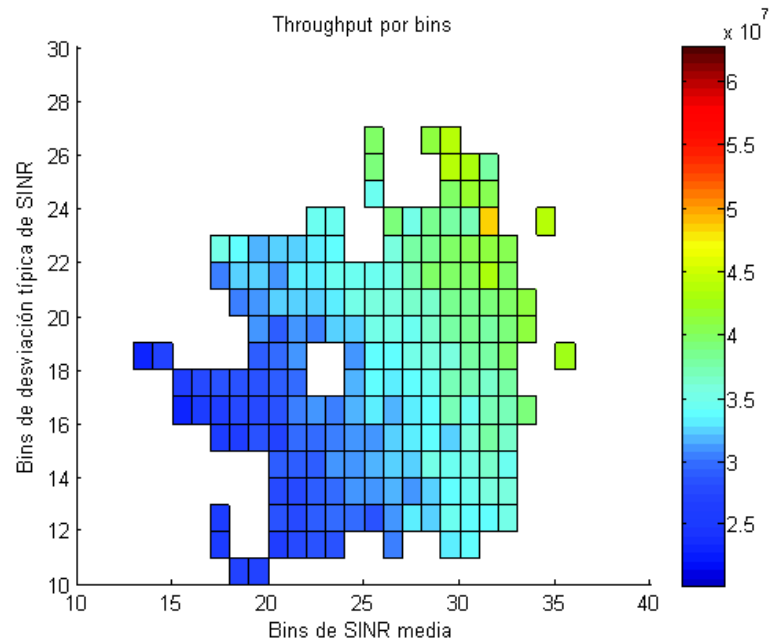


Figura 4.13: Ejemplo gráfico de tasa binaria media por bin

- La segunda tabla muestra los valores de desviación típica asociada a las medias de la primera tabla.

Es importante mencionar que las tablas mostradas a continuación están recortadas y sólo se muestra la zona con “mayor densidad” de valores. Esto es así, porque se incluyen como ejemplo visual de las tablas que realmente serán introducidas en la herramienta de simulación indicada en la introducción a este PFC (dichas tablas podrían estar en formato Matlab, por ejemplo).

Tabla 4.2: Ejemplo de tabla final de throughput (Mbps)

	SINR media																					
		0,6464	0,9993	1,3522	1,7051	2,058	2,4109	2,7638	3,1167	3,4696	3,8225	4,1754	4,5283	4,8812	5,2341	5,587	5,9399	6,2928	6,6457	6,9986	7,3515	
σSINR	0,3462																					
	0,6924																					
	1,0386																					
	1,3848											28,1										
	1,731																					
	2,0772					27,1							29,6				33,4					
	2,4234						26,0				28,3			30,9								
	2,7696		24,7		26,9	27,4	27,3		26,9				31,4					35,5	34,4			
	3,1158			25,0	25,7	26,1	26,4	27,9	28,1	28,3	29,9		30,4	32,6		32,9	33,5	35,0		36,5		
	3,462			25,6	26,4		28,7	27,5	28,9	29,5	30,0	28,3	31,0	32,9	32,3	34,4	33,5	34,0	35,4	36,6	37,6	
	3,8082	25,1		26,4	26,5	27,0	28,0	27,7	29,0	29,5	30,9	30,9	31,6	31,4	32,6	33,8	34,4	35,9	35,6	36,6		
	4,1544	26,3			27,2		29,1	29,3	29,2	30,8	31,4	31,7	32,4	32,7	34,8	34,6	35,4	36,3	34,6	37,0	37,4	
	4,5006	27,5		25,8	26,4	28,7	27,3	29,7	29,7	30,6	30,9	31,3	32,2	33,1	33,6	32,7	35,5	37,8	36,8	39,0		
	4,8468	23,2	25,8	26,2	28,0	27,9	28,5	30,5	31,0	30,5	32,0	32,9	32,0	33,2	33,6	36,8	34,2	37,1	36,9	38,9	40,6	
	5,193	26,5	27,8	28,2	28,7	28,4	28,9	29,8	29,8	31,1	32,0	33,6	32,9	34,0	34,7	37,2	37,0	36,5	37,5	37,5	38,9	
	5,5392	29,8	27,5	28,5	28,6	28,9	30,0	31,1	31,7	0,1	31,4	33,7	34,1	35,0	35,5	35,8	37,7	37,7	39,8	40,8		
	5,8854	26,9		27,2		31,2	29,3	30,9	30,6	32,3	32,6	34,9	34,9	34,5	36,3	37,5	38,1	38,0	38,9	41,2	40,2	
	6,2316	28,0			30,6	31,0	32,3	32,1	32,6	33,3	35,3	35,5	36,0	36,6	36,7	38,4	38,2	39,2	39,8	40,9	40,9	
	6,5778		27,1	30,5	32,2	32,3	30,8	32,9	33,4	34,3	34,5	34,5	35,3	37,4	39,5	40,0	39,9	43,2	39,7	42,6	43,8	
	6,924			35,2	34,0	31,8	32,6	32,7	33,1	33,5	35,1	36,4	35,6	37,8	38,6	40,1	40,5	40,7	40,7	43,7		
	7,2702	27,7		30,9	32,1	29,9	35,1	33,4	34,6	34,8	32,2		39,3	35,2	38,4	37,5	37,0	48,2	42,2	45,1	44,0	
	7,6164					33,9			34,5	35,0	37,7	34,7	37,5	44,6	39,3	39,7	41,7	40,4	44,6		46,9	
	7,9626				33,3	34,9	31,9	31,9		37,4		39,0	43,7			43,4	43,1	37,8	44,4			
	8,3088			29,9								39,5	42,5		41,2	43,7	43,1	45,0	46,4			
	8,655			30,2			32,9					40,0	41,6	40,4	40,0	37,1	44,5					
	9,0012					32,5	32,4															
	9,3474											42,4				44,9						
	9,6936													45,3						47,5		
	10,0398														41,3							

Tabla 4.3: Tabla con los valores de desviación típica (σ) de throughput (en bps) para los valores de SINR de la Tabla 4.2

	SINR media																				
		0,6464	0,9993	1,3522	1,7051	2,058	2,4109	2,7638	3,1167	3,4696	3,8225	4,1754	4,5283	4,8812	5,2341	5,587	5,9399	6,2928	6,6457	6,9986	7,3515
σSINR	0,6924																				
	1,0386																				
	1,3848																				
	1,731																				
	2,0772										0,0E+00										
	2,4234																				
	2,7696				0,0E+00							0,0E+00				0,0E+00					
	3,1158					0,0E+00				0,0E+00			1,1E+06								
	3,462	0,0E+00		0,0E+00	0,0E+00	7,6E+05		0,0E+00				6,9E+05					6,5E+05	0,0E+00			
	3,8082		3,4E+05	0,0E+00	0,0E+00	1,6E+05	5,9E+05	4,0E+05	7,6E+05	5,1E+05		0,0E+00	2,1E+06		0,0E+00	8,6E+05	0,0E+00		1,4E+06		
	4,1544		0,0E+00	2,3E+05		5,3E+05	3,4E+05	0,0E+00	4,5E+05	7,5E+05	0,0E+00	1,1E+06	9,5E+05	1,0E+06	1,7E+06	1,2E+06	2,0E+04	0,0E+00	0,0E+00	5,9E+05	
	4,5006		0,0E+00	2,2E+04	0,0E+00	1,9E+05	2,9E+05	4,4E+05	5,3E+05	0,0E+00	7,9E+05	7,2E+05	6,7E+04	5,1E+05	1,7E+06	5,1E+05	8,0E+05	0,0E+00	1,3E+06		
	4,8468			2,2E+05		1,3E+06	5,1E+05	6,5E+05	2,1E+06	8,6E+05	1,2E+06	1,1E+06	9,1E+05	5,1E+05	0,0E+00	1,4E+06	7,1E+05	0,0E+00	0,0E+00	5,6E+05	
	5,193		0,0E+00	7,9E+05	4,1E+05	8,8E+05	1,1E+06	1,1E+06	7,1E+05	7,5E+05	4,3E+05	1,2E+06	1,4E+06	1,5E+06	2,6E+05	1,7E+06	0,0E+00	2,2E+06	3,3E+05		1,8E+06
	5,5392	0,0E+00	0,0E+00	7,5E+05	4,5E+05	9,1E+05	1,2E+06	1,1E+06	5,2E+05	1,0E+06	1,2E+06	9,4E+05	4,5E+05	1,1E+06	7,5E+05	2,2E+05	8,7E+05	1,5E+06	1,4E+06	1,8E+06	
	5,8854	0,0E+00	0,0E+00	1,6E+06	1,1E+06	5,9E+05	9,0E+05	7,9E+05	1,5E+06	6,3E+05	1,2E+06	1,3E+06	1,4E+06	1,8E+06	1,8E+06	8,7E+05	1,4E+06	1,8E+06	2,4E+05	1,5E+06	1,2E+06
	6,2316	0,0E+00	0,0E+00	1,4E+06	7,1E+05	9,1E+05	2,2E+06	8,7E+05		7,7E+05	1,1E+06	1,3E+06	7,9E+05	2,0E+06	1,0E+06	1,4E+06	1,9E+06	2,0E+06	1,2E+06		1,6E+06
	6,5778		0,0E+00		0,0E+00	1,3E+06	1,2E+06	1,3E+06	1,3E+06	1,4E+06	1,5E+06	1,9E+06	1,0E+06	1,1E+06	1,9E+06	8,7E+05	2,8E+05	1,0E+06	1,6E+06	2,2E+06	2,2E+06
	6,924			0,0E+00	1,1E+06	9,6E+05	2,1E+06	1,7E+06	2,3E+06	9,3E+05	1,7E+06	1,2E+06	1,4E+06	1,4E+06	1,6E+06	5,4E+05	1,3E+06	1,7E+06	1,3E+06	1,2E+06	
	7,2702	9,8E+05	2,1E+06	4,3E+03	0,0E+00	0,0E+00	1,7E+06	1,3E+06	0,0E+00	1,8E+06	2,2E+06	3,7E+05	1,3E+06	6,1E+05	2,0E+06	6,1E+05	1,1E+06	5,1E+05	0,0E+00	0,0E+00	
	7,6164		0,0E+00	7,0E+05	3,8E+06	0,0E+00	1,6E+06	0,0E+00	3,1E+05	1,2E+06	1,8E+06	2,7E+06	2,1E+06	2,4E+06	0,0E+00	1,6E+06	1,8E+06	1,3E+06	2,0E+06		0,0E+00
	7,9626		2,2E+06	0,0E+00	0,0E+00	1,7E+06	3,8E+05	0,0E+00	5,7E+05	3,8E+05		1,0E+06	0,0E+00	2,8E+06	2,1E+06	4,0E+05	0,0E+00	2,6E+06	0,0E+00	1,3E+06	0,0E+00
	8,3088				0,0E+00			1,9E+06	6,8E+05	0,0E+00	0,0E+00	1,5E+06	0,0E+00	0,0E+00	0,0E+00	1,3E+06	1,3E+06	0,0E+00		0,0E+00	0,0E+00
	8,655			0,0E+00	3,0E+06	2,0E+06	0,0E+00		1,6E+06		8,4E+05	0,0E+00			1,8E+06	0,0E+00	0,0E+00	5,4E+05			
	9,0012		0,0E+00								0,0E+00	0,0E+00		1,6E+06	9,4E+05	0,0E+00	7,1E+05	0,0E+00			0,0E+00
	9,3474		0,0E+00			0,0E+00					4,0E+05	0,0E+00	0,0E+00	0,0E+00	0,0E+00	0,0E+00					
	9,6936				0,0E+00	0,0E+00															
	10,0398											0,0E+00			0,0E+00						

En las Tablas 4.3 y 4.2 se pueden ver algunos “agujeros”. De cara a la integración de estos resultados sería importante rellenar estos huecos vacíos interpolando valores adyacentes. El tamaño del bin del post-procesado se ha fijado en 0.35 dB, que se considera una buena solución de compromiso entre un bin más pequeño que dejaría muchas áreas sin valor o un tamaño de bin más grande, que dejaría menos áreas sin cubrir a costa de aumentar el error.

4.3. Simulaciones realizadas

Las simulaciones realizadas se dividen en “tandas” y “grupos”. Cada tanda contiene 8 grupos de simulaciones, cada uno de los cuales se corresponde con una de las combinaciones posibles del siguiente conjunto de parámetros: **escenario**, **usuarios** y **velocidad de los usuarios**. Cada grupo contiene en torno a 1000 simulaciones con la misma configuración de los elementos indicados. De aquí se deduce que cada tanda contiene aproximadamente 8000 simulaciones. A su vez, cada tanda implica la variación —de forma común a todos sus grupos— de un parámetro adicional cuyo estudio se considera importante (planificador, dispersión multitrayecto, configuración de antenas...).

En la siguiente tabla se puede ver un resumen de las tandas de simulaciones realizadas, cuyos resultados se pueden ver en secciones subsiguientes.

Tabla 4.4: Parámetros característicos para las distintas tandas de simulaciones

Tanda	Planificador	MIMO	$E[\sigma_{DS}]$ macro	$E[\sigma_{DS}]$ micro
A	PF	2×2	$0.65\mu s$	$0.17\mu s$
B	RR	2×2	$0.65\mu s$	$0.17\mu s$
C	PF	1×2	$0.65\mu s$	$0.17\mu s$
D	PF	2×2	$0.17\mu s$	$0.65\mu s$

Los valores usados para cada grupo de 1000 simulaciones dentro de una tanda son los mostrados en la Tabla 4.4.

Una vez explicado esto, se indican a continuación las tandas de simulaciones realizadas con los resultados (en “bruto”) obtenidos usando el post-procesado basado en análisis de media y desviación típica, según se indicó en los apartados 4.2.3 y 4.2.4.

Tabla 4.5: Parámetros característicos para los distintos grupos de simulaciones

Grupo	Escenario	Num. usuarios	Velocidad (Km/h)
1	macro	10	50
2	macro	10	3
3	micro	10	50
4	micro	10	3
5	macro	3	50
6	macro	3	3
7	micro	3	50
8	micro	3	3

4.3.1. Tanda A

Este conjunto de simulaciones se caracteriza por tener la siguiente configuración común:

- **Planificador:** PF
- **MIMO :** 2×2 (BS, UE)
- **$E[\sigma_{DS}]$ macro:** $0.65\mu s$
- **$E[\sigma_{DS}]$ micro:** $0.17\mu s$

Esta tanda de simulaciones ha sido la primera en realizarse y ha tenido una doble función: por una parte, ha servido de “banco de pruebas” para el simulador desarrollado. Con los resultados obtenidos en estas simulaciones se puede comprobar si el simulador ofrece valores esperables y si su funcionamiento es por tanto, correcto. Por otro lado, en esta tanda se agrupan las simulaciones con valores de configuración más característicos en cuanto a planificador, MIMO, etc. El resto de tandas se ocupan de simular usando valores menos característicos. Por tanto aquí se trata de crear una “línea base”.

En la Figura 4.14 se muestran los resultados de “nubes de throughput” obtenidas de post-procesar cada grupo de aproximadamente 1000 simulaciones de la Tanda A. Del procesado de todas las simulaciones realizadas en esta tanda se obtiene la Tabla 4.6.

Por su puesto, los parámetros de simulación particulares para cada grupo son los indicados en la Tabla 4.4.

Una de las primeras cuestiones que llama la atención respecto de la Tabla 4.6, es la discrepancia entre el número de simulaciones realizadas y las que han sido analizadas. La explicación de este fenómeno proviene del hecho de que, dado el alto número de simulaciones realizadas y la gran cantidad de tiempo que el ordenador está encendido realizándolas, algunas se corrompen a la hora de ser guardadas en disco³ y no pueden ser abiertas durante el proceso de post-procesado. No es un efecto importante puesto que se produce a lo sumo en el 0.1 % de las simulaciones realizadas. Estas simulaciones corruptas se ignoran durante el post-procesado. Todo lo comentado en este párrafo es extensible a las secciones en las que se describen el resto de tandas de simulaciones realizadas.

Tabla 4.6: Resumen de resultados para la Tanda A

Grupo	Num. Sim. Realizadas	Num. Sim. Analizadas	<i>Throughput</i> (Mbps)	SINR media (dB)	BLER media
A-1	1039	1036	34.91	3.56	0.4064
A-2	1032	1028	34.36	3.48	0.5049
A-3	992	983	57.33	11.49	0.3689
A-4	1000	994	58.97	11.42	0.4216
A-5	1014	1013	33.45	3.58	0.3959
A-6	1000	996	34.05	3.32	0.4327
A-7	1220	1161	57.31	11.47	0.3743
A-8	653	644	59.49	11.24	0.3874

En todas las imágenes reproducidas se puede observar un cierto patrón o correlación entre la distribución de resultados en función de los parámetros de los usuarios en una simulación concreta (dada por su media y su varianza), lo cual es positivo de cara a buscar las relaciones entre estos parámetros de simulación y tasa binaria de datos obtenida por la base.

³Una teoría que podría explicar dicha corrupción, es que esta se produzca en la memoria del ordenador a causa del efecto denominado *bit flipping*, en el que bits aleatorios en posiciones de memoria pueden cambiar instantáneamente su valor. Es un efecto que raramente ocurre con uso normal de un ordenador, pero en uno que está constantemente en marcha manejando cantidades ingentes de datos llega a ser un fenómeno no despreciable. La solución a este problema viene dada por el empleo de memorias de acceso aleatorio (RAM) con tecnología de detección y corrección de errores (*Error Checking & Correction* - ECC).

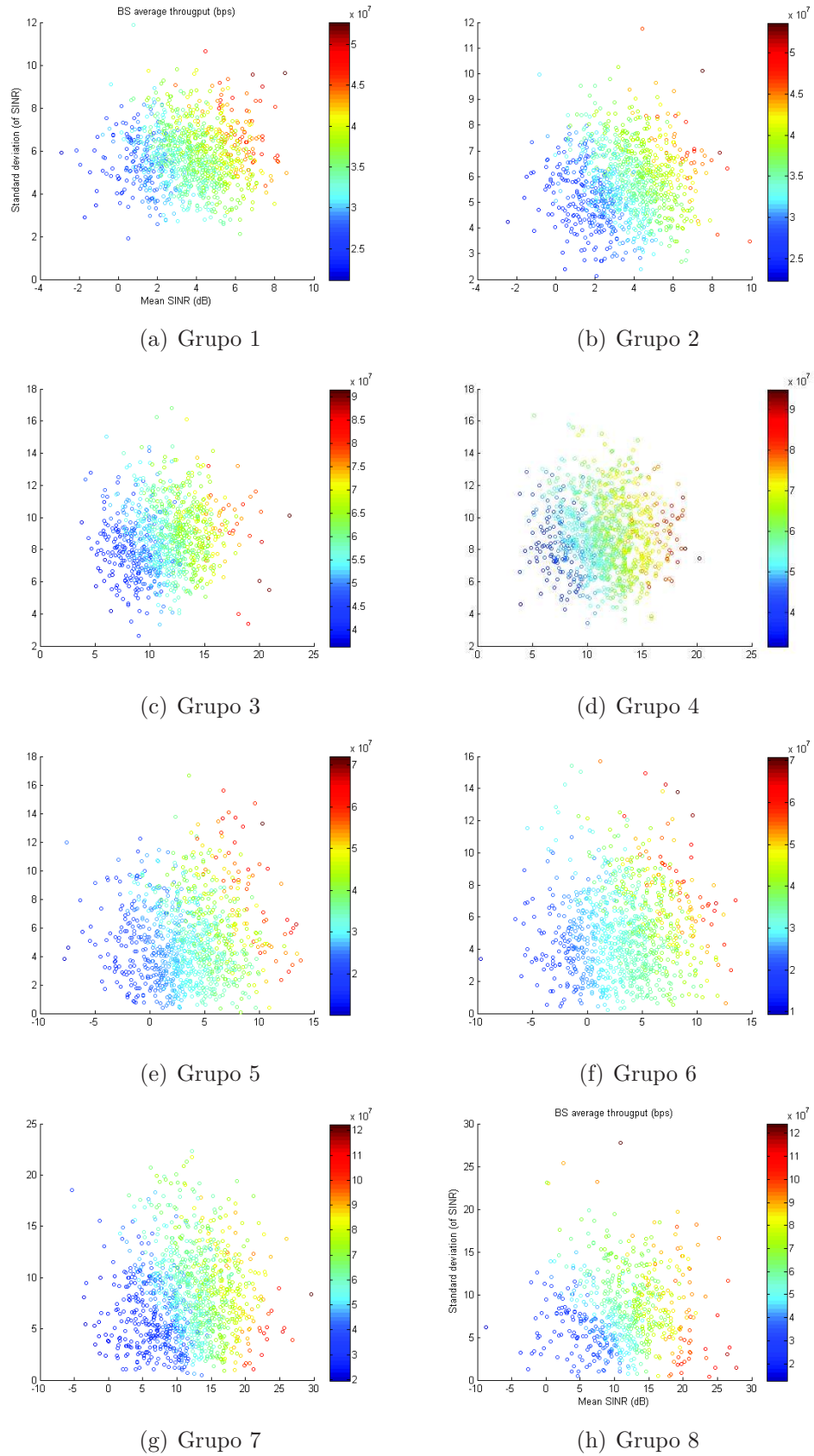


Figura 4.14: “Nubes de throughput” de los distintos grupos de la Tanda A

Se pueden observar distintos valores de tasa binaria de datos para distintos parámetros de entrada, como es de esperar; sin embargo se observa claramente que este valor está estrechamente relacionado con la SINR media obtenida por la estación base durante la simulación. Entre el grupo A-1 y el A-2 varía la velocidad de los usuarios (50 y 3 Km/h respectivamente), es extraño que para una velocidad más baja la tasa obtenida por la base sea menor, puesto que la adaptación al canal debería ser más “fiel” (a menor velocidad las variaciones en la respuesta temporal del canal son más lentas y los mecanismos de realimentación del estado del canal proveen información no desactualizada).

La diferencia entre tasa binaria obtenida para estas dos simulaciones es tan pequeña que se puede considerar que se comportan de forma similar (sin perder de vista que la BLER es mayor en el grupo A-2, aunque dentro de los límites esperados).

En las simulaciones A-3 y A-4 se ve una variación mucho más grande. Sus diferencias con la A-1 y la A-2 se limitan al escenario, que en este caso se trata del escenario *micro* (lo que se puede deducir viendo la SINR media obtenida por la estación base).

Los grupos de simulaciones restantes, A- $\{5, \dots, 8\}$, se caracterizan por estar hechos con 3 usuarios. Comparando dos a dos con las simulaciones A- $\{1, \dots, 4\}$ (10 usuarios) se observa que la estación base obtiene ligeramente menos tasa binaria con 3 usuarios que con 10. Esto es esperable y es debido a la ganancia por planificación derivada de usar un planificador *proportional fair*. Es destacable sin embargo la pequeña diferencia existente, a priori se esperaba más ganancia por planificación.

En esta primera tanda se observa cómo el valor medio de SINR de los usuarios de la celda está estrechamente relacionado con el *throughput*, hasta el punto de hacer casi irrelevantes el resto de parámetros. Esto es en cualquier caso un resultado que hay que tener en cuenta, puesto que tan importante es encontrar y caracterizar relaciones entre parámetros como descartarlas para simplificar los procesos de cálculo (no hay que perder de vista que este PFC está orientado a optimizar soluciones de planificación LTE).

Es importante mencionar también, que el sistema que usa el simulador desarrollado para calcular el MCS con el que transmitir a un usuario dado en las bandas en que ha sido planificado, puede influir ligeramente al alza en la tasa de BLER obtenida. El MCS con el que transmite un usuario proviene -como se ha indicado en el Capítulo 3- de mapear el valor medio del CQI reportando por el terminal en las sub-bandas que se le ha planificado. Esta media es aritmética, sin ponderación de ninguna clase, por tanto todas las sub-bandas para las que se ha sobrestimado el valor de CQI hacen que a la hora de transmitir información el BLER aumente.

Aunque parezca inicialmente que los valores obtenidos de BLER son elevados, se trata de **valores de BLER en primera transmisión**. Tras varias retransmisiones, mediante la técnica de combinación HARQ, lo más probable es que los valores de BLER se viesen reducidos a valores de en torno al 20 %. Para un valor de CQI dado, el 3GPP especifica que la tasa de error de bloque asociada a ese valor ha de ser como máximo del 10 % sin embargo se trata de un valor muy conservador y no necesariamente óptimo. En la práctica las mayores tasas de transmisión se consiguen permitiendo un mayor BLER en la comunicación, como por ejemplo se indica en [15], donde vemos que para un canal AWGN la tasa óptima de transmisión se obtiene con un BLER objetivo del 15 %. Para otros tipos de canal este valor crece apreciablemente.

Por otro lado, volviendo a la Figura 4.14, se observa una dependencia del throughput no sólo con la SINR, sino también con la desviación típica de la SINR de los usuarios de la simulación (eje y). Es una dependencia menos marcada que con la media (las bandas de colores están más alineadas con el eje y que con el x). Esto es lógico, teniendo en cuenta cómo funciona el PF: más desviación típica implica más oportunidades de que haya SINR instantáneas altas, y estas son las que se eligen al planificar. Este efecto también se puede ver en las Tandas C y D, que también usan un planificador PF. Si se usa un planificador RR, este efecto es mucho menos marcado.

4.3.2. Tanda B

Este conjunto de simulaciones se caracteriza por tener la siguiente configuración común:

- **Planificador:** RR
- **MIMO:** 2×2 (BS, UE)
- $E[\sigma_{DS}]$ **macro:** $0.65\mu s$
- $E[\sigma_{DS}]$ **micro:** $0.17\mu s$

y tiene de nuevo un doble objetivo: en primer lugar, los resultados obtenidos con un planificador RR se pueden comparar con las obtenidas por el PF teniendo en cuenta que las tasas de datos obtenidas deben ser menores en este caso (debido a la ganancia por planificación del PF). Los resultados de las simulaciones hechas con el RR se han usado, por tanto, para confirmar el buen funcionamiento del simulador. Por otra parte, una de las posibles formas de modelar las relaciones que este proyecto busca es, hacerlo respecto a los valores obtenidos por un planificador RR en las mismas condiciones. Como

se ha indicado múltiples veces, lo que se quiere encontrar es una relación entre ciertos parámetros de los usuarios en una célula de cobertura y la tasa media de datos de la estación base. Esta relación puede elaborarse analizando posibles patrones entre las ganancias de PF respecto del RR y por tanto los resultados podrían mostrarse como “márgenes de mejora” respecto a lo obtenido por el RR.

Tabla 4.7: Resumen de resultados para la Tanda B

Grupo	Num. Sim. Realizadas	Num. Sim. Analizadas	<i>Throughput</i> (Mbps)	SINR media (dB)	BLER media
B-1	1018	1012	26.75	2.41	0.3701
B-2	996	998	27.08	3.59	0.3734
B-3	1164	1157	48.97	11.51	0.3746
B-4	1036	1031	49.37	11.59	0.3729
B-5	998	992	19.84	3.55	0.3690
B-6	997	993	20.18	3.63	0.3728
B-7	1041	1033	35.93	11.45	0.3852
B-8	995	992	54.37	11.44	0.3795

La Tabla 4.7 muestra los resultados obtenidos del análisis de todos los grupos de la Tanda B. Los patrones vistos en el análisis de la Tanda A siguen presentes aquí: el principal parámetro que hace variar el throughput obtenido es la SINR media de los usuarios existentes en el área de cobertura de la estación base.

Se aprecia que el BLER es ligeramente menor en comparación con el observado en los resultados de la Tanda A (también, aunque en menor medida, respecto de los resultados de la Tanda C y la D). No es un efecto suficientemente acusado como para indicar que haya un factor subyacente fácilmente identificable (y significativo de cara al análisis) que produzca dicho comportamiento.

Comparando los resultados de la Tanda B con los de la Tanda A queda claro que los valores de *throughput* obtenidos son menores. Esto es esperable debido a que ya no se cuenta con la ganancia por planificación que sí se tenía con el planificador PF.

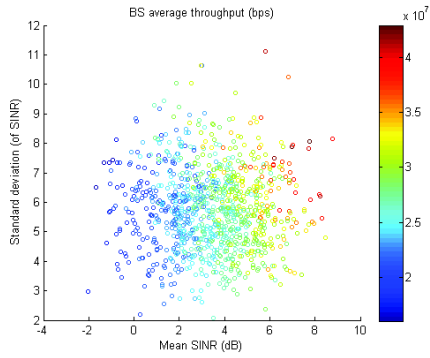
La Tabla 4.8 muestra las diferencias entre los throughputs obtenidos en las Tandas A y B para los mismos escenarios. Se puede ver una disminución de throughput de aproximadamente 10 Mbps entre los distintos lotes de simulaciones, salvo para los dos últimos. En estos la diferencia es del el doble

Tabla 4.8: Comparativa entre el *throughput* medio obtenido por cada grupo de simulaciones de las Tandas A y B

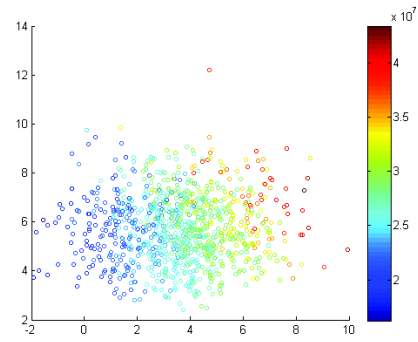
Grupo	Throughput Tanda-A (Mbps)	Throughput Tanda-B (Mbps)	$Th_A - Th_B$
1	34.91	26.75	8.16
2	34.36	27.08	7.28
3	57.33	48.97	8.36
4	58.97	49.37	9.60
5	33.45	19.84	13.61
6	34.05	20.18	13.87
7	57.31	35.93	21.38
8	59.49	54.37	5.12

y la mitad respectivamente. El valor elevado en el octavo caso puede ser razonable puesto que estamos en un entorno con unos usuarios con una SINR muy alta moviéndose muy despacio. De alguna manera, parece que el hecho que usar un planificador RR en un escenario micro produce unos resultados relativos de throughput (respecto a la Tanda A) que se alejan más de la media que en el resto de los escenarios. Estos resultados empujan a descartar la generación de tablas “relativas” que caractericen el throughput obtenido usando un PF, con respecto a un RR. Se prefiere entonces generar las tablas que relacionen directamente distribuciones de usuarios (en escenarios concretos) con throughputs obtenidos con un PF.

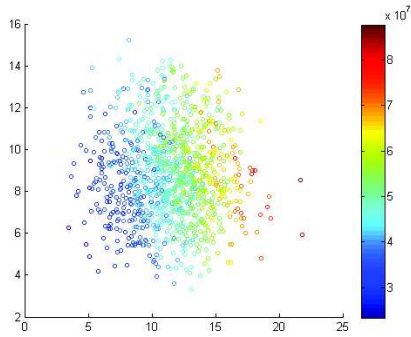
También es interesante realizar un análisis de la relación del throughput con la desviación típica como el que se ha hecho al final del apartado anterior: en este caso se ve que el throughput se alinea de forma casi perfectamente vertical, indicando que el throughput obtenido depende en exclusiva de la SINR de los usuarios.



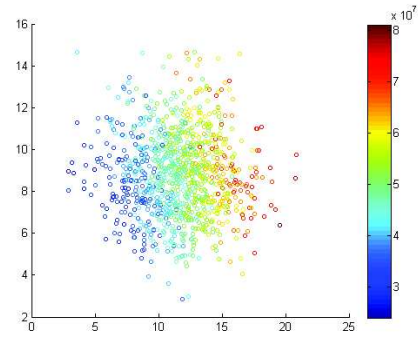
(a) Grupo 1



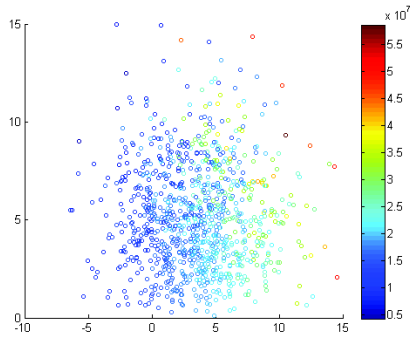
(b) Grupo 2



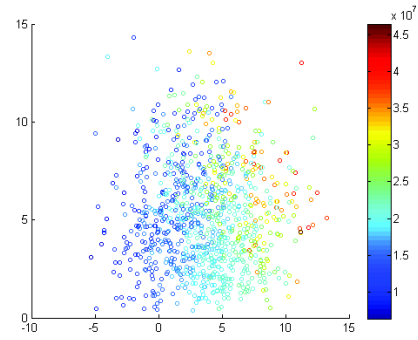
(c) Grupo 3



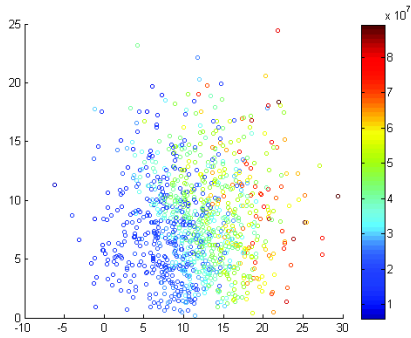
(d) Grupo 4



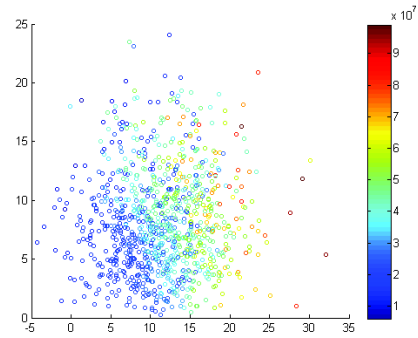
(e) Grupo 5



(f) Grupo 6



(g) Grupo 7



(h) Grupo 8

Figura 4.15: “Nubes de throughput” de los distintos grupos de la Tanda B

4.3.3. Tanda C

Este conjunto de simulaciones se caracteriza por tener la siguiente configuración común:

- **Planificador:** PF
- **MIMO:** 1×2 (BS, UE)
- $E[\sigma_{DS}]$ **macro:** $0.65\mu s$
- $E[\sigma_{DS}]$ **micro:** $0.17\mu s$

El objetivo de esta tanda de simulaciones es simular otro de los casos interesantes que se pueden dar en un sistema LTE: que la estación base tenga una única antena para transmitir, pero que el terminal móvil tenga dos.

En la Tabla 4.9 se pueden ver los resultados obtenidos para la Tanda C.

Tabla 4.9: Resumen de resultados para la Tanda C

Grupo	Num. Sim. Realizadas	Num. Sim. Analizadas	<i>Throughput</i> (Mbps)	SINR media (dB)	BLER media
C-1	1014	1014	26.25	3.48	0.3708
C-2	1017	1017	24.73	3.52	0.4894
C-3	1013	1012	42.03	11.57	0.3781
C-4	1014	1014	46.11	11.56	0.4298
C-5	1014	1014	25.06	3.33	0.3394
C-6	1015	1015	27.47	3.61	0.3949
C-7	1014	1014	40.67	11.65	0.3982
C-8	1014	1014	45.83	11.60	0.3859

En este caso el uso de multiplexación espacial es imposible, pero sigue siendo posible por parte del terminal usar técnicas de combinación como MRC. La tasa de datos media obtenida por la base está claramente por debajo del caso equivalente con dos antenas en transmisión y recepción (Tanda-A), lo que induce a pensar que -a pesar de no usarse de forma muy extensa⁴- la

⁴No se han hecho estudios específicos al respecto, pero de forma cualitativa se puede asegurar que por norma general no se transmite al terminal móvil más de un único flujo de espacial de datos, excepto en los casos en los que las condiciones del canal son extre-

multiplexación espacial es un elemento que juega muy a favor de aumentar las tasas de datos que se pueden transmitir en un sistema LTE. Esto se puede asegurar, al menos, para el canal descendente, que es objeto de estudio de este PFC.

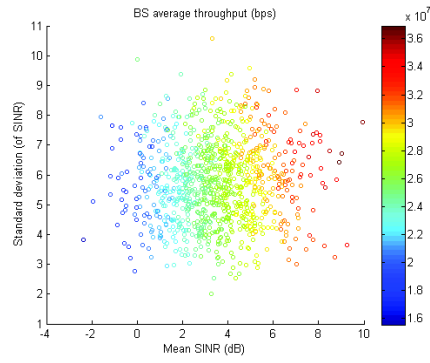
Tabla 4.10: Comparativa entre el *throughput* medio obtenido por cada grupo de simulaciones de las Tandas A y C

Grupo	Throughput Tanda-A (Mbps)	Throughput Tanda-C (Mbps)	Th _A – Th _C
1	34.91	26.25	13.16
2	34.36	24.73	9.63
3	57.33	42.03	15.03
4	58.97	46.11	12.86
5	33.45	25.06	8.39
6	34.05	27.47	6.58
7	57.31	40.67	16.64
8	59.49	45.83	13.66

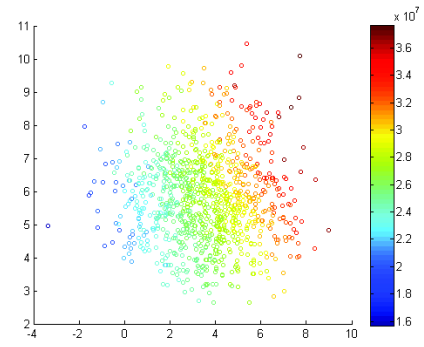
En la Tabla 4.10 se muestra la diferencia entre las tasas binarias de datos obtenidas por la Tanda-A y la Tanda-C y se puede ver un efecto interesante: la diferencia es mayor en los escenarios micro que en los escenarios macro. Esto tiene sentido puesto que para los escenarios micro la relación SINR típica para un usuario es mayor, lo que supone un escenario más propicio para el empleo de técnicas multiplexación espacial.

También puede verse que la diferencia de *throughput* es mayor para los escenarios con 3 usuarios. En la Tanda-A se indicó que no había grandes diferencias entre simulaciones con 3 o 10 usuarios, pero en esta tanda, comparativamente, las simulaciones con 3 usuarios pierden más tasa binaria de datos (respecto de sus homólogas de la Tanda A) que las de 10.

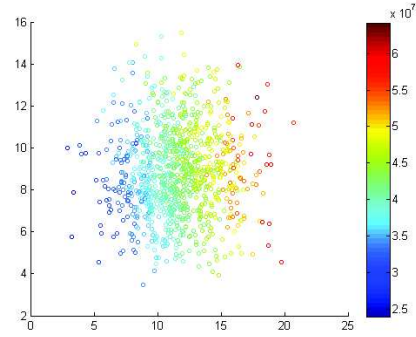
madamente favorables. En el caso que se transmite con dos flujos espaciales suele haber uno totalmente predominante en cuanto a tasa alcanzada. Se recuerda al lector que la metodología empleada para decidir en número de flujos espaciales usados para transmitir a un usuario en un TTI determinado está descrita en el apartado 3.5.1.



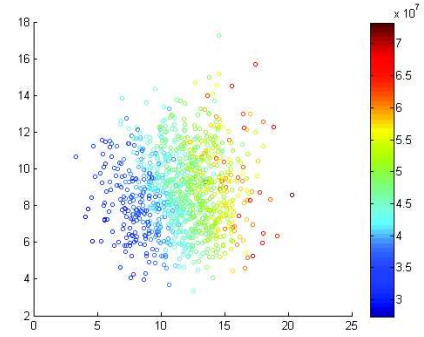
(a) Grupo 1



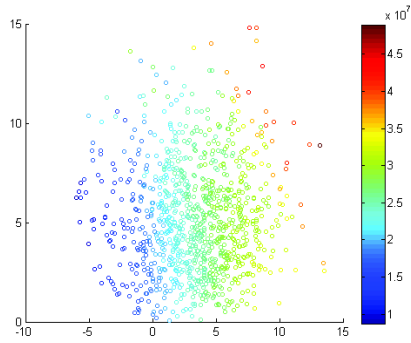
(b) Grupo 2



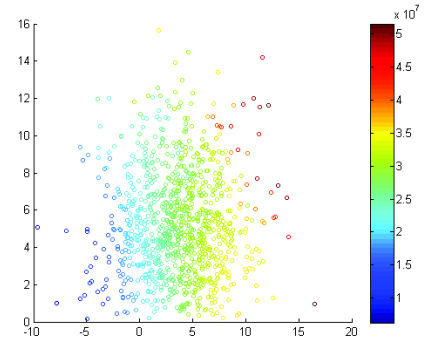
(c) Grupo 3



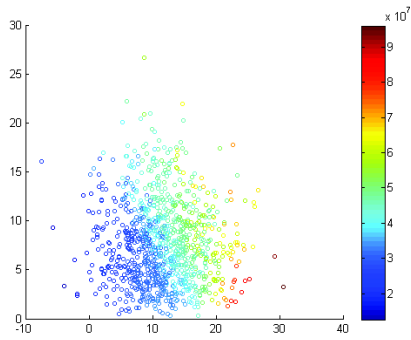
(d) Grupo 4



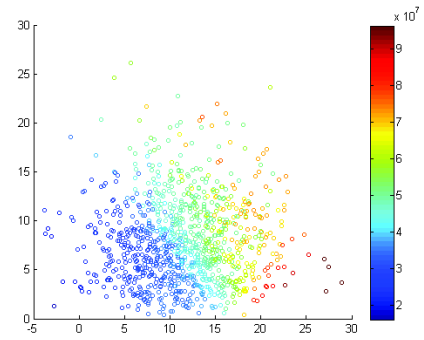
(e) Grupo 5



(f) Grupo 6



(g) Grupo 7



(h) Grupo 8

Figura 4.16: “Nubes de throughput” de los distintos grupos de la Tanda C

4.3.4. Tanda D

Este conjunto de simulaciones se caracteriza por tener la siguiente configuración común:

- **Planificador:** PF
- **MIMO:** 2×2 (BS, UE)
- $E[\sigma_{DS}]$ **macro:** $0.17\mu s$
- $E[\sigma_{DS}]$ **micro:** $0.65\mu s$

Tabla 4.11: Resumen de resultados para la Tanda D

Grupo	Num. Sim. Realizadas	Num. Sim. Analizadas	Throughput (Mbps)	SINR media (dB)	BLER media
D-1	1009	1007	33.77	3.50	0.4015
D-2	1009	1006	33.23	3.46	0.5104
D-3	1020	1008	59.13	11.53	0.3713
D-4	1010	1007	61.53	11.66	0.4159
D-5	1006	1000	32.33	3.53	0.3906
D-6	1011	1011	33.36	3.36	0.4303
D-7	1009	1005	59.08	11.29	0.3768
D-8	1006	1001	61.78	11.37	0.3821

En esta tanda de simulaciones se han variado las dispersiones típicas del retardo multitrayecto de modelo de canal utilizado, intercambiándolas, como se puede ver en el resumen de parámetros utilizados. En una primera aproximación no se ven variaciones importantes en ninguno de los parámetros estudiados, siendo estos similares a los obtenidos en la Tanda-A.

Las “nubes de throughput” correspondientes a los grupos de simulaciones de la Tanda-D se pueden ver en la Figura 4.17

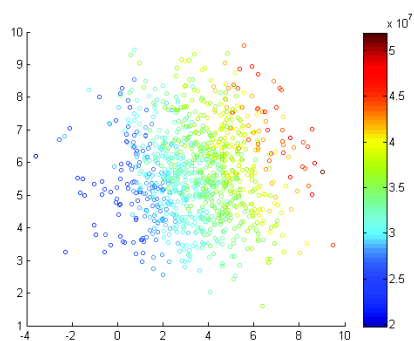
Sin embargo, si se realiza un análisis comparativo más exhaustivo de las variaciones de throughput entre la Tanda-A y la Tanda-C, como el que se muestra en la Tabla 4.12, se observan algunos patrones: las diferencias en throughput son del orden de 1 dB, pero en los casos de simulaciones en entorno macro son a favor de la Tanda-A y en las de tipo micro a favor de la Tanda-B. Es decir, comparativamente, siempre obtienen más throughput (a igualdad de otros parámetros) las simulaciones para las que $E[\sigma_{DS}] = 0.65\mu s$

(es importante recordar que en la Tanda-D los valores de $E[\sigma_{DS}]$ están intercambiados entre escenarios con respecto a la Tanda-A). No es una diferencia abultada, pero es existente.

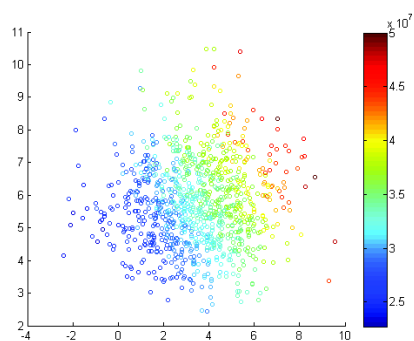
Una posible explicación a que en entornos con mayor dispersión del retardo multitrayecto se obtenga más throughput, es que un aumento del retardo multitrayecto implica menos ancho de banda de coherencia, por tanto van a existir más variaciones en frecuencia. Esto produce que aumenten los máximos en frecuencia, que es lo que aprovecha el PF a la hora de planificar.

Tabla 4.12: Comparativa entre el *throughput* medio obtenido por cada grupo de simulaciones de las Tandas A y D

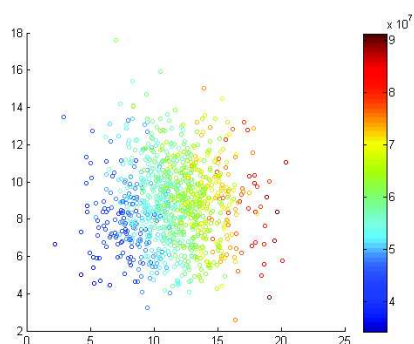
Grupo	Throughput Tanda-A (Mbps)	Throughput Tanda-D (Mbps)	$Th_A - Th_D$
1	34.91	33.77	1.14
2	34.36	33.23	1.13
3	57.33	59.13	-1.8
4	58.97	61.53	-2.56
5	33.45	32.33	1.12
6	34.05	33.36	0.69
7	57.31	59.08	-1.77
8	59.49	61.87	-2.38



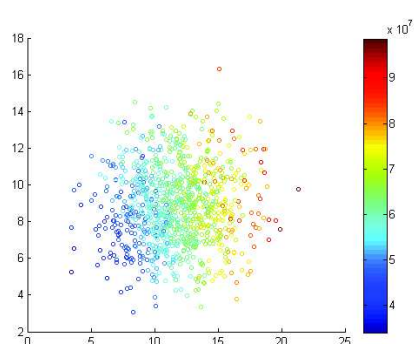
(a) Grupo 1



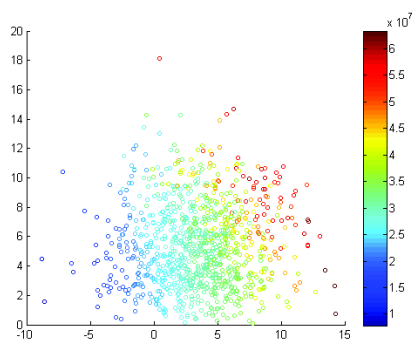
(b) Grupo 2



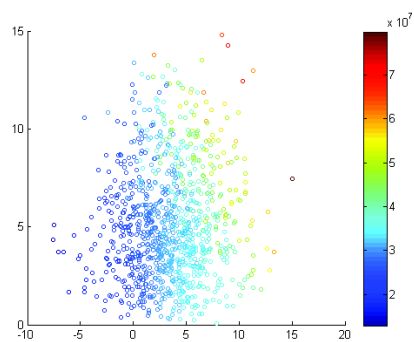
(c) Grupo 3



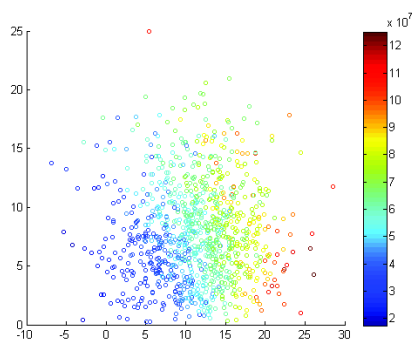
(d) Grupo 4



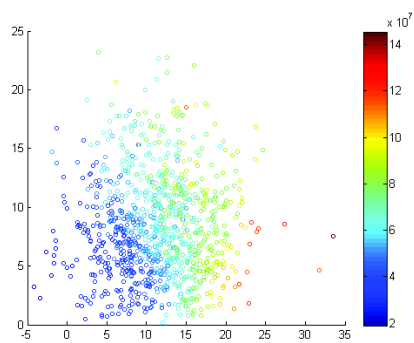
(e) Grupo 5



(f) Grupo 6



(g) Grupo 7



(h) Grupo 8

Figura 4.17: “Nubes de throughput” de los distintos grupos de la Tanda D

Capítulo 5

Conclusiones y líneas futuras

El objetivo de este capítulo es sintetizar los resultados obtenidos y los objetivos logrados. Además, se proponen distintas líneas en las que se podría seguir el trabajo con el fin de dotar de nuevas funcionalidades al simulador. Este apartado es —a pesar de su brevedad— tremendamente importante, puesto que dibuja sin lugar a dudas, la línea que separa lo que ya se ha hecho de lo que se puede hacer a partir de ahora usando los resultados obtenidos.

5.1. Conclusiones

Durante la realización de este Proyecto Fin de Carrera se ha conseguido implementar un simulador del enlace descendente de un sistema LTE, el cual es capaz de simular con precisión el comportamiento de un canal multitrayecto. Esto ha permitido, a su vez, analizar el comportamiento de dicho enlace descendente cuando una estación base transmite a distintos usuarios. Finalmente se han obtenido tasas de datos representativas en función de la distribución de usuarios en la célula y para distintos parámetros de entrada del canal.

El simulador consta de un total aproximado de 1200 líneas de código Matlab en 12 archivos diferentes. El tiempo aproximado para escribir sus diferentes componentes hasta llegar a su versión actual¹ ha sido de 6 meses (se estiman 480 h de trabajo). El número total de simulaciones realizadas asciende a 32000 (varios cientos más contando pruebas), el tiempo aproximado que han tardado en realizarse ha sido de unos 5 meses (durante los cuales se ha tenido al menos un PC en modo de operación 24/7, por tanto 4320 h).

Se ha tenido éxito en cuanto a la consecución del objetivo final: se han sentado las bases para la obtención de las tablas que se pretenden integrar

¹Disponible en el grupo GTIC - Radiocomunicaciones.

en la herramienta de planificación Xirio y se han obtenido algunas de ellas. Como se puede ver en las que han sido incluidas a modo de ejemplo en el apartado 4.2.4, el error obtenido en la estimación del valor de throughput representativo, es pequeño. Es importante reseñar que estos resultados van a ser introducidos en la herramienta de planificación radio de aplicación comercial Xirio (www.xirio-online.com), de la empresa Aptica (www.aptica.es).

Como se ha indicado en el Capítulo 4, se han probado diferentes “ejes” a la hora de procesar los resultados de las simulaciones realizadas (media/sigma, mediana/percentil, etc.). El mejor (de acuerdo con el modelo utilizado) ha resultado ser el de media/sigma (ver apartado 4.2.4).

De los ejes definidos (media y sigma), el efecto de la media es mucho más marcado que el de la desviación típica (σ): como se puede ver en todas las “nubes de throughput” que representan los resultados de throughput obtenidos de las simulaciones, las “bandas de colores” tienen una clara tendencia a la verticalidad (esto es, a alinearse con respecto a la SINR media de las distribuciones de usuarios que generan los puntos de las “nube de throughput”). Se ha encontrado que el factor fundamental de cara al throughput es la distribución de usuarios en la célula, por encima de otros parámetros como el número de usuarios o su velocidad (que aunque tengan efecto, es mucho menor).

En otro ámbito, pero no menos importante, se ha escrito un artículo (en lengua inglesa) sobre el trabajo realizado y ha sido presentado con éxito en un congreso a nivel nacional (detalles y artículo presentado en Anexo I).

Por último —aunque sea una cuestión más de forma que de fondo— es interesante mencionar que la presente memoria ha sido escrita usando el sistema de composición de textos \LaTeX (<http://www.latex-project.org/>), estándar de facto en ámbitos científicos internacionales.

En el apartado siguiente se proponen algunas líneas futuras sobre las que sería interesante trabajar para dar continuidad a este proyecto.

5.2. Líneas futuras

Es importante distinguir dos vertientes diferentes en cuanto al trabajo realizado:

- Por una parte, está todo el trabajo realizado en el desarrollo del simulador para incluir las distintas características del sistema LTE.
- Por otra, la realización de simulaciones e interpretación de resultados.

	Category							
	Release 8/9/10					Release 10 only		
	1	2	3	4	5	6	7	8
Downlink peak rate (Mbit/s)	10	50	100	150	300	300	300	3000
Uplink peak rate (Mbit/s)	5	25	50	50	75	50	150	1500
Maximum downlink modulation	64QAM							
Maximum uplink modulation	16QAM				64QAM	16QAM	64QAM	
Max. number of layers for downlink spatial multiplexing	1	2			4	Signaled separately		

Figura 5.1: Categorías de terminales [1]

5.2.1. Línea futura 1: nuevas características

Los dos elementos expuestos marcan las líneas por las que el trabajo realizado podría continuar. En lo referente al desarrollo del simulador, lo implementado cubre las funcionalidades de LTE hasta su release 9, por tanto no contempla ninguna de las características principales de LTE-A (release 10 y posteriores). En el momento en el que estas líneas están siendo escritas (octubre de 2014) la implantación comercial de LTE-A está comenzando —tímidamente— por parte de algunos operadores en España.

Algunas de las características más importantes de LTE-A son el empleo de **MIMO 8x8**, **carrier aggregation** (CA) y soporte de canales con un **ancho de banda de hasta 40 MHz**. El objetivo final es alcanzar valores de eficiencia espectral de hasta 15 bit/s/Hz en *downlink* y 6.75 bit/s/Hz en *uplink*, o visto de otra forma, 1 Gbit/s y 270 Mbit/s respectivamente².

En la Figura 5.1 se muestra un resumen de las tasas de datos teóricamente alcanzables por las distintas categorías de terminales compatibles con el sistema LTE.

A continuación vamos a analizar las nuevas funcionalidades previstas en el sistema LTE-A y como podrían ser introducidas en el simulador desarrollado.

MIMO 8x8. De las tres funcionalidades principales, esta es sin lugar a dudas, la más costosa de implementar. LTE-A soporta un máximo de 8 flujos espaciales. La obtención de los correspondientes coeficientes de canal no

²Por supuesto estos valores son teóricos. El autor de este documento ha tenido conocimiento de que en pruebas de campo en Madrid, con material comercial disponible, la tasa de datos de pico en el enlace descendente no supera 75 Mbit/s.

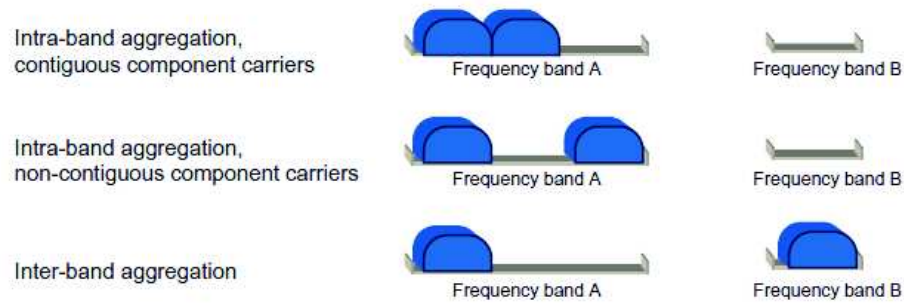


Figura 5.2: Transmisión usando “agregación de portadoras” en LTE [1]

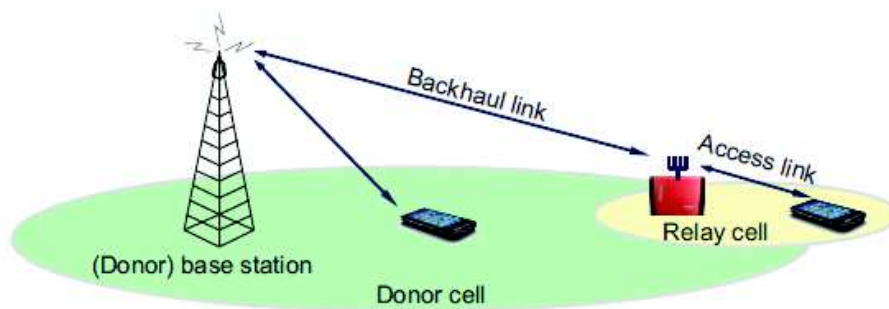
presentaría grandes complicaciones puesto que, tanto el modelo de canal SC-ME, como el post-procesado posterior para obtener los coeficientes de canal en tiempo y frecuencia, soportan sin problema el trabajo con cualquier número de flujos espaciales. Sin embargo, en apartados posteriores habría que modificar distintas partes del simulador: la obtención de la matriz RI (ver Capítulo 3) y el planificador, fundamentalmente. A día de hoy ambos están diseñados para trabajar con un máximo de 2 flujos espaciales.

Carrier aggregation. (Ver Figura 5.2). En LTE sólo se permitía el uso de una portadora por terminal, de hasta 20 MHz de ancho de banda. En LTE-A se permite usar simultáneamente hasta 5 portadoras, contiguas o no, incluso pertenecientes a canales totalmente distintos. Ello aumentaría el ancho de banda hasta los 100 MHz. El hecho de que no sea necesario que las portadoras sean contiguas habilita el uso de espectros fragmentados³.

Carrier aggregation podría incluirse en el simulador mediante tres aproximaciones diferentes (la de mayor precisión y más costosa es la tercera):

- Multiplicando los resultados de tasa binaria por el número de portadoras que se quieren simular. No parece un método muy adecuado, al menos cuando las bandas de frecuencias no son contiguas. A distintas frecuencias los efectos de propagación son diferentes y de esta forma no se estarían teniendo en cuenta dichas diferencias.
- Modificar el código del *wrapper* para que sea capaz de lanzar distintas simulaciones con distintas portadoras y que en última instancia sume los resultados promedios de cada usuario en cada portadora. Esta aproximación es más compleja pero aprovecha la potencia del simulador en todas las bandas usadas por la funcionalidad CA.

³La pruebas de campo de LTE-A a las que se ha hecho mención antes, utilizan dos portadoras, una en 1800 MHz y otra en 2600 MHz.

Figura 5.3: *Relaying* [1]

- Si las bandas son contiguas, basta con aumentar la variable ancho de banda del sistema, pero esto es un caso particular. Si no son contiguas, sería necesario simular la propagación en todas las bandas que se agreguen (con varias llamadas al modelo SCME), y luego planificar y asignar a la vez recursos de diferentes bandas a los distintos usuarios.

Canales de 40 MHz. En principio, el simulador soporta cualquier ancho de banda de canal. Sin embargo, podría ser necesario comprobar que el código usado para calcular los coeficientes de canal en tiempo y frecuencia mantiene la granularidad en frecuencia que se desee para anchos de banda superiores a 20 MHz.

Otra funcionalidad muy interesante de LTE-A es la de *relay cell* (Figura 5.3). Relay cell habilita que distintos equipos puedan funcionar como una célula LTE que se conecta a la estación base LTE usando la propia tecnología LTE. Dicho equipo actuando de *relay* puede ser incluso otro terminal de usuario.

Esta funcionalidad probablemente escape a los objetivos y estructura del simulador desarrollado, pero es necesario mencionarla por ser una de las más interesantes del sistema LTE-A.

5.2.2. Línea futura 2: simulaciones y post-procesado

En este ámbito, la primera actuación es realizar la introducción de los datos obtenidos en la herramienta de planificación. Para ello es necesario convenir con la empresa propietaria del software de planificación el formato preciso en el que se quieren las tablas de datos obtenidas, así como obtener las tablas restantes. Aunque este trabajo se incluya en el apartado de “líneas futuras” de este documento, será realizado en un plazo corto de tiempo

(puesto que ya están elaborados los *scripts* de Matlab para la generación automática de las tablas).

A pesar de que se han hecho 32000 simulaciones probando 32 configuraciones distintas de parámetros, podría ser interesante usar el simulador para la prueba de configuraciones adicionales. Se podría investigar funcionalidades más avanzadas del simulador SCM con el fin de simular escenarios más concretos con características más específicas.

Por otra parte, en cuanto a las tablas de throughput obtenidas del post-procesado por bins, sería muy interesante investigar los efectos derivados de “mezclar tablas” en el error cometido. La forma de hacer esto es aunar distintas “nubes de throughput” en una sola, y sobre esta aplicar el post-procesado por bins. Si el error cometido, resultado de esta mezcla, es razonable, tendríamos un conjunto reducido de tablas (incluso una única tabla global) con la que se podrían predecir resultados certeros de throughput, en función de la distribución de usuarios en la célula. Esto permitiría acelerar —incluso en mayor medida de lo que se conseguirá con las tablas de datos extraídas hasta ahora— la herramienta de planificación en la que se quieren integrar los resultados de este PFC, puesto que en vez de consultar distintas tablas en función de las condiciones de la simulación, se podría consultar sólo una o un número reducido de éstas.

Bibliografía

- [1] Erik Dahlman, Stefan Parkvall, and Johan Skold. *4G: LTE/LTE-advanced for mobile broadband*. Academic Press, 2013.
- [2] Luis Mendo Tomás. *Apuntes de Comunicaciones Móviles (COMV)*. ETSIT-UPM, 2013.
- [3] Stefania Sesia, Issam Toufik, and Matthew Baker. *LTE: the UMTS long term evolution*. Wiley Online Library, 2009.
- [4] David Tse. *Fundamentals of wireless communication*. Cambridge university press, 2005.
- [5] P. Mogensen, Wei Na, I.Z. Kovacs, F. Frederiksen, A. Pokhariyal, K.I. Pedersen, T. Kolding, K. Hugl, and M. Kuusela. Lte capacity compared to the shannon bound. In *Vehicular Technology Conference, 2007. VTC2007-Spring. IEEE 65th*, pages 1234–1238, April 2007.
- [6] Xiaowen Li, Qianjun Fang, and Liuwei Shi. A effective SINR link to system mapping method for CQI feedback in TD-LTE system. In *Computing, Control and Industrial Engineering (CCIE), 2011 IEEE 2nd International Conference on*, volume 2, pages 208–211, Aug 2011.
- [7] Na Wei, Akhilesh Pokhariyal, Christian Rom, Basuki E Priyanto, Frank Frederiksen, Claudio Rosa, TB Sorensen, Troels E Kolding, and Preben E Mogensen. Baseline E-UTRA downlink spectral efficiency evaluation. In *Vehicular Technology Conference, 2006. VTC-2006 Fall. 2006 IEEE 64th*, pages 1–5. IEEE, 2006.
- [8] Narciso García Cano. Técnicas de adaptación al enlace radio en LTE. Master’s thesis, Escuela Técnica Superior de Ingenieros de Telecomunicación - Universidad Politécnica de Madrid (UPM), nov 2011.
- [9] Focus on international regulations for spectrum management and satellite orbits. (Fecha Último acceso 15-July-2014).

- [10] Jari Salo, Giovanni Del Galdo, Jussi Salmi, Pekka Kyösti, Marko Milojevic, Daniela Laselva, and Christian Schneider. Matlab implementation of the 3GPP spatial channel model (3GPP tr 25.996). *on-line*, Jan, 2005.
- [11] DS Baum, J Salo, M Milojevic, P Kyösti, and J Hansen. Matlab implementation of the interim channel model for beyond-3g systems (SCME). *IST WINNER Project, Tech. Rep.*, May, 2005.
- [12] Y.W. Blankenship, P.J. Sartori, B.K. Classon, V. Desai, and K.L. Baum. Link error prediction methods for multicarrier systems. In *Vehicular Technology Conference, 2004. VTC2004-Fall. 2004 IEEE 60th*, volume 6, pages 4175–4179 Vol. 6, Sept 2004.
- [13] K. Brueninghaus, D. Astely, T. Salzer, S. Visuri, A. Alexiou, S. Karger, and G.-A. Seraji. Link performance models for system level simulations of broadband radio access systems. In *Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 2005. PIMRC 2005. IEEE 16th International Symposium on*, volume 4, pages 2306–2311 Vol. 4, Sept 2005.
- [14] 3GPP. Spacial channel model for Multiple Input Multiple Output (MIMO) simulations. TR 25.996, 3rd Generation Partnership Project (3GPP), June 2007.
- [15] Tao Cui, Feng Lu, Vignesh Sethuraman, Anil Goteti, Subramanya PN Rao, and Parvathanathan Subrahmanya. Throughput optimization in high speed downlink packet access (HSDPA). *Wireless Communications, IEEE Transactions on*, 10(2):474–483, 2011.
- [16] Javier Alonso, Luis Mendo, and Jesús Silveira. Simulation of scheduling gains in LTE. *XXIX Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio*, 2014.

Anexo 1: Artículo para URSI 2014

En este anexo se muestra el artículo escrito [16] derivado de la realización de este PFC; presentado en el XXIX Symposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio, celebrado del 3 al 5 de septiembre de 2014 en la ciudad de Valencia.

Se escogió escribir el artículo en lengua inglesa para aumentar su visibilidad fuera de los países hispanohablantes. Además está escrito con el sistema de composición \LaTeX , con lo cual su formato es el estándar de las publicaciones en este ámbito, en la línea de los artículos presentados por ejemplo, al IEEE.

La ponencia del artículo fue realizada el día 5 de septiembre de 2014 en la sesión de mañana entre las 11:00 y las 14:00.

Simulation of scheduling gains in LTE

Jesús Javier Alonso Sánchez⁽¹⁾, Luis Mendo Tomás⁽¹⁾, Jesús Silveira⁽²⁾

jjalonso@grc.ssr.upm.es, lmendo@grc.ssr.upm.es, jesus.silveira@aptica.es

⁽¹⁾Dpto. de Señales, Sistemas y Radiocomunicaciones. Universidad Politécnica de Madrid.

Avenida Complutense n 30, “Ciudad Universitaria”. 28040 - Madrid (Spain)

⁽²⁾Aptica S.L. Avda. de la Albufera, 321. Planta 5 - Oficina 10. 28031 - Madrid (Spain)

Abstract— This paper describes the implementation of an LTE downlink simulator that is able to precisely model the fast time and frequency variations existing in a multipath channel. This is decisive to properly simulate the gains achievable by the channel-dependent scheduling LTE is capable of. The aim of this study is to investigate the relationship between the throughput achieved by a base station and parameters of active users in the cell (such as SINR or speed). The ultimate goal is to obtain a model that can predict throughput as a function of a few selected parameters that characterize users’ conditions. A proportional fair scheduler is used because of its ability to maximize the BS throughput while preventing user starvation. Some conclusions are drawn on the main parameters affecting the BS throughput based on results obtained so far.

I. INTRODUCTION

Within the past two decades, the evolution of mobile communication networks has been unstoppable, with releases of new systems appearing every few years. All of them have brought in increased capabilities -essentially, *throughput*- in order to meet the raising urges of the customer base. In the late nineties *Wideband Code Division Multiplexed Access* (WCDMA) emerged as the technology the radio access network should rely on for the next decade. WCDMA is used in *third generation* (3G) mobile communications systems such as the *Universal Mobile Telecommunications System* (UMTS). Despite the new features and capacity enhancements added by its latest releases¹, the capacity of the system can hardly reach dozens of Mbps. The 3GPP *Long Term Evolution* (LTE) is the first *fourth generation* (4G) standard, and is called to be the successor to 3G systems and to improve its performance.

One of LTE’s main features is the different approach to the use of the spectrum (compared to previous generations). It is based on the *orthogonal frequency-division multiplexing* (OFDM), which allows the network to allocate radio resources both in time and frequency. This, together with the use of *adaptive modulation and coding* (AMC) techniques, leads to a new level of flexibility when scheduling several *user equipment* (UE) devices. Thus, an improvement on the average throughput is obtained by the BS. To take full advantage of this scheduling flexibility it is therefore essential to know the detailed behavior of the channel, in other words: to characterize the channel as accurately as possible. This implies, of course, some heavy computational effort.

¹High-Speed Downlink Packet Access (HSDPA) in Rel. 5 and High-Speed Uplink Packet Access (HSUPA) in Rel. 6.

The target of this paper is to describe an LTE simulator capable of deploying a multi-user scenario involving one BS transmitting to different users. The simulator is able to accurately characterize all the propagation effects, mainly multipath propagation, so the scheduler can exploit the benefits of a fast time and frequency changing channel.

The ultimate goal of this whole project is to find a “link” between the BS throughput and a reduced set of relevant users’ parameters such as speed, *signal-to-interference-plus-noise ratio* (SINR), etc. so that the BS throughput could be obtained just by knowing the values of those relevant parameters. High level LTE design suites could take advantage of these results and apply them in their inner calculations without performing low-level link simulations, hence improving accuracy whilst keeping computational expenses low. Specifically, the results obtained are meant to be included to the radio planning suite **Xirio-Online**, developed by **Aptica Consulting**, as a part of their strategy for keeping their products up with the latest technologies available in mobile communications.

The organization of the paper is as follows: in Section II reasons behind the realization of this project are given. In Section III a detailed description of the simulator is presented, with a short overview of the multipath propagation model used. In Section IV results obtained so far are shown, and Section V exposes conclusions drawn from the project.

II. RELATED WORKS

As has been previously stated, one of the main advantages of LTE is that it can take advantage of the fast channel fluctuations that are due to multipath fading. The authors of this paper had found that many commercial LTE planning suites² are not actually simulating the multipath channel, therefore not accurately modelling all the “scheduling gain” LTE is capable of. The available documentation for all the examined suites has no mention to algorithms or channel models considering multipath fading. The approaches proposed (if any) are essentially the same: adding a fixed throughput gain to the one calculated using a round-robin scheduler. This work is aiming at filling this gap.

III. MODEL

The case study is focused on the downlink of a *frequency division duplex* (FDD), single carrier LTE system. The case-

²The group of considered suites includes recent versions of: Atoll, Mentum Planet, Cellular Expert and ATDI CSI Telecom.

scenarios may vary between macrocell and microcell. Table 1 shows other configurable parameters.

The simulation process is based upon the following hypothesis and approximations:

- A single cell is simulated, which is considered enough to characterize the effects sought.
- The simulations should represent a time evolving channel.
- Different MIMO schemes are allowed.
- The following schedulers are considered: *proportional fair* (PF), *round-robin* (RR) and *max-SINR* (M-SINR) .
- Traffic modeling: full buffer. There is always data awaiting to be transmitted to a certain user when scheduled.
- In a first approach of the simulator only the downlink is considered. From a capacity perspective the downlink is far more interesting.
- *Hybrid automatic repeat request* (HARQ) gains are modelled by including them in the used *block error rate* (BLER) tables.

A. Simulator description

The simulator is implemented in Matlab and it is divided into two different parts: the core and the wrappers. The core consist of the files with the code that perform the actual calculations (channel coefficients, schedulers, etc). The wrappers are more heterogeneous pieces of code, some serve the purpose of easing the deployment of multiple simulations, while others are used to post-process the raw data, automate the information gathering and summarize it into easy-to-understand schemes.

All the parameters configurable by the user are shown in Table 1.

Input parameter	Possible values
Antenna schemes	$a \times b$, with a or $b \leq 2$
Scenario	Macro (outdoor), Micro (outdoor)
Number of UEs	any ≥ 0
Sampling time	any ≥ 0 (def: 2 ms)
Simulation lenght	any ≥ 0
Carrier frequency	$0.8 \text{ GHz} \leq f \leq 5 \text{ GHz}$
Frequency granularity	any (def: 180 kHz)
Speed for all the users	any ≥ 0
Scheduler	PF, RR or M-SINR

Table 1. Input parameters

B. Simulation work flow

Each simulation involves several different steps that can be summed up in the following list:

- 1) The user is prompted to configure all the required parameters
- 2) Average *signal to noise ratio* (SINR) is generated for each existing user from normal distributions (dB), with both mean and variance tailored to the chosen case-scenario. These SINR values should be understood as averages over fast multipath variations. The normal

distributions are tuned to approximately match the distributions shown in [1]. Any user's SINR also defines its position within the cell coverage area.

- 3) Time and frequency changing multipath links are generated for each user (in the form of channel coefficients arranged in channel matrices), including the specified MIMO scheme (as explained in C).
- 4) Instant SINR is calculated from average SINR by using the previously gathered channel coefficients.
- 5) User computed *channel quality indicator* (CQI) is fed back to the BS so that the scheduler can use it. The feedback modeling is intended to be realistic: a few milliseconds delay is simulated and the granularity of the reports is several time-frequency slots (reporting a CQI for each time and frequency resource would be unrealistic). This causes the scheduler not to have "perfectly accurate" information. The specific parameters (time granularity and format) used for the CQI feedback is the "eNodeB-configured", as shown in [2] and [3].
- 6) The scheduler assigns time and frequency resources to each user. A PF scheduler has been selected as the main scheduler although RR and M-SINR approaches are also available.
- 7) When scheduling, the BS assigns a *modulation and coding scheme* (MCS) to each user for transmitting.
- 8) Steps 4 to 7 are repeated until the configured simulation duration is over.

C. Multipath fading and channel coefficients

The simulator relies on an underlying multipath channel model, the *3GPP Spatial Channel Model* (SCM) and its extension, the *3GPP Spatial Channel Model Extended* (SCME). Specifically, the Matlab implementations described in [4] and [5] have been used and integrated in the simulator.

As the authors state: "This channel model takes the *multiple-input multiple-output* (MIMO) radio link parameters, model configuration parameters and antenna parameters as inputs and outputs the MIMO channel matrices". Those channel matrices contain the channel coefficients for every possible spatial link (or *path*) between the base station and the user, for each user and for every time slot configured. A few subpaths within a path are also considered, each characterized by its unique delay value (named τ).

Before digging further into the mathematical aspects related to the processing of the SCME model output, we need to define some parameters:

- u refers to the index of each antenna element in the transmitting array (BS).
- s refers to the index of each antenna element in the receiving array (MS).
- k is the index of each user in the simulation.
- n is the index of each time sample in which the simulation will take place. Each time sample corresponds to 2 ms.
- b is the index for each available frequency subbands (frequency slots).
- d refers to the index of the existing delay subpaths.

- τ are the delay values associated to each d delay subpath.

From now on, the multidimensional channel matrix output by the SCME Matlab implementation will be denoted as $C_{u,s,k,n,d}$.

SCM and SCME implementations don't provide in an explicit way time and frequency channel coefficients (this is, the time-varying *frequency response* of the channel). Those models provide the impulse response of the channel, so some calculations need to be done from the data these actually provided. Time and frequency channel matrices are thus obtained by applying the Fourier Transform (with respect to the delay variable, τ) to the channel matrix ($C_{u,s,k,n,d}$), as is depicted in eq. 1.

$$\begin{aligned} H_{n,b} &= \begin{pmatrix} h_{1,1} & \cdots & h_{1,b} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{n,1} & \cdots & h_{n,b} \end{pmatrix} = \\ &= C_{n,d} \begin{pmatrix} e^{-2j\pi f_1 \tau_1} & \cdots & e^{-2j\pi f_b \tau_1} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{-2j\pi f_1 \tau_d} & \cdots & e^{-2j\pi f_b \tau_d} \end{pmatrix} = \\ &= \begin{pmatrix} c_{1,1} & \cdots & c_{1,d} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ c_{n,1} & \cdots & c_{n,d} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e^{-2j\pi f_1 \tau_1} & \cdots & e^{-2j\pi f_b \tau_1} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{-2j\pi f_1 \tau_d} & \cdots & e^{-2j\pi f_b \tau_d} \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (1)$$

where the matrix populated with $c_{n,d}$ coefficients results from the matrix $c_{u,s,k,n,d}$ when selecting specific values for k (a particular user), u and s (the latter two represent one of the possible paths between the BS and user antenna elements). $\{f_1 \dots f_b\}$ represent the set of considered frequency values. The frequency axis is created around the carrier frequency selected when setting up the simulator. Each step between these values is fixed to be equal to a certain amount (between 1 and several) of *resource blocks* (RB). There is a tradeoff here: the more the frequency granularity in the channel simulation, the heavier the computation is (specifically in terms of required memory). The authors have found that a step of 8 RB made a huge improvement in performance causing only a small reduction in accuracy.

Let $H_{u,s,k,n,b}$ be the multidimensional channel matrix that comes from repeating the calculation made in eq. 1, for every user k , and every possible path between transmitter and receiver antenna elements (u, s). For each combination of u, s , and k a specific $H_{n,b}$ is obtained.

Once the time and frequency channel coefficients are known, the next step is to determine the actual SINR the users have at every instant (and in frequency as well). Assuming MIMO has been included in the analysis, two possible cases are evaluated (either one or the other, defined by the *rank indicator*, may occur depending on the later calculations the BS makes with the fed back CQI):

- The system uses **diversity** to transmit to the user.
- The system uses two spatial channel to transmit to the user (actual 2×2 MIMO).

In the first case, the channel coefficients associated to each link between the user and the BS are added in the form of absolute square values. Eq. 2 shows this. This, essentially, represents a *maximal-ratio combining* (MRC) technique as described in [6].

$$C1_{k,n,b} = \sum_{u=0}^U \sum_{s=0}^S |C_{u,s,k,n,b}|^2 \quad (2)$$

In the second case, the channel coefficients are calculated by applying the *singular value decomposition* (SVD) technique [6] to the appropriate channel coefficient matrix, described in eq. 3.

$$C2_{mm,k,n,b} = SVD(|C_{k,n,b}|^2) \quad (3)$$

D. Scheduling and throughput calculations

This is the most computing intensive part of the simulator. M-SINR, RR and PF schedulers are available, while only the latter two are being actually used. The data that actually matters is the one provided when simulating with the PF scheduler whereas the RR scheduler is used—in a first approach—for comparative and testing purposes. The M-SINR is not used because it might cause starvation to some users.

The **round-robin** scheduler is fairly simple: there are fixed time slots and the users are scheduled in order, obtaining the same number of slots. The scheduled user takes the whole frequency band in a given time slot.

The **proportional fair** scheduler is built around the metric stated in eq. 4:

$$P_u^s = \frac{TDA_u^s}{\widetilde{R}_u} \quad (4)$$

where P_u^s is the priority of the user u in the subband S , TDA_u^s is the achievable throughput by the user u in the subband S and \widetilde{R}_u is the filtered throughput of the user u . A more extensive description of the PF scheduler can be found in [3]. This calculation is made at every time slot.

Fig. 1 shows an example of how the PF scheduler assigns time and frequency slots to a group of users.

As eq. 5 illustrates, each user's throughput is obtained from MCS and BLER values.

$$Th = (1 - BLER) \cdot Th_{raw} \quad (5)$$

Th refers to the final throughput and Th_{raw} is the theoretical (raw) throughput, which is obtained from the MCS value.

Keeping in mind that a certain user may be allocated in several subbands at a given time slot, the MCS is obtained by calculating the average CQI along all the user-reported CQI values per subband, and then mapping this average CQI to an MCS value. The BLER value is calculated in a similar way: an *exponential effective SINR mapping* (EESM) calculation is performed over all the existing SINR values in the scheduled subbands, and then mapped to a BLER value by using the

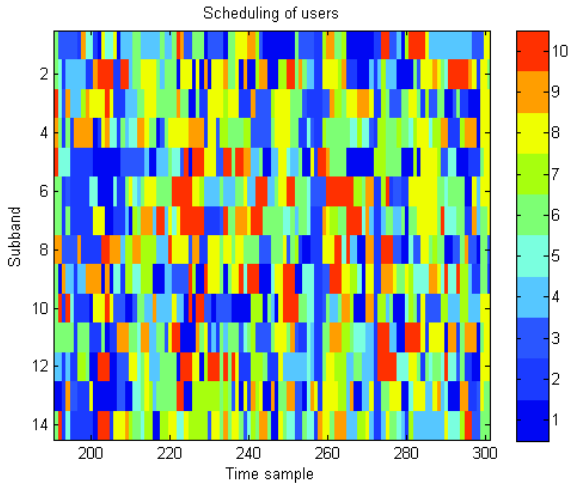


Fig. 1. Example of 10 users scheduled over a short time in a microcell scenario

static curves shown in [7]. The chosen EESM implementation is the one suggested by [8] and [9].

IV. RESULTS

The project this paper describes is, at the time of writing the document, an ongoing project. Despite this fact, some outcomes have been gathered from the work done so far. In Fig. 2 a part of the results is shown. The throughput results obtained by several³ BS is presented as a function of the mean and the standard deviation of the users' SINR values. It is interesting to note that the throughput pattern shown roughly repeats all over the sets of simulations performed no matter the parameters selected.

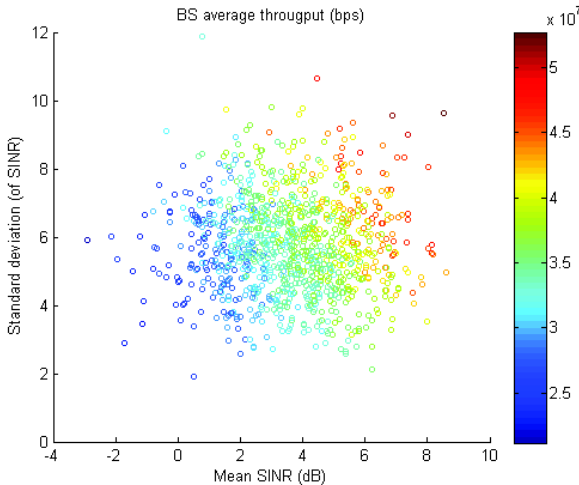


Fig. 2. BS throughput scatterplot distribution. 10 users over a macrocell scenario

³The number of simulations done with a given set of parameters is usually around a thousand simulations. This is considered enough to extract relevant data. Perform all the simulations takes usually 5 or 6 days of computing.

V. CONCLUSIONS AND FUTURE WORK

After studying the data gathered from the extensive simulations some patterns are revealing:

- The number of active users in the cell affects the throughput of the base station, but in a lesser way than expected. The tested number of users has been 3 and 10.
- Mean SINR clearly affects the BS throughput. This was of course an expected result because of the ACM and scheduling techniques implemented in the simulator.
- Mean SINR does not completely determine the BS throughput. This was expected, because there is other phenomena that may affect capacity. For example: with a given SINR, the fact of the users' SINR being more disperse can produce a bigger throughput because the scheduler resource allocation is biased to the users with better propagation conditions.

This set of conclusions shows a more specific line of research, allowing us to go more in depth in the study of some parameters and their relation to the BS throughput.

Future work may include adapting the simulator to the new iteration of LTE, LTE Rel.10, known as *LTE-Advanced* (LTE-A). This implies adding new features like higher-order MIMO support and *carrier aggregation* (CA). Other plausible upgrade could be adding a user interface to use the simulator in a more simplified way.

SPECIAL THANKS

The authors would like to make a special mention to Aptica Consulting (<http://www.aptica.es>) and to the SSR department in thanks for their support.

REFERENCES

- [1] P. Mogensen, Wei Na, I.Z. Kovacs, F. Frederiksen, A. Pokhariyal, K.I. Pedersen, T. Kolding, K. Hugl, and M. Kuusela. Lte capacity compared to the shannon bound. In *Vehicular Technology Conference, 2007. VTC2007-Spring. IEEE 65th*, pages 1234–1238, April 2007.
- [2] Erik Dahlman, Stefan Parkvall, and Johan Skold. *4G: LTE/LTE-advanced for mobile broadband*. Academic Press, 2013.
- [3] Stefania Sesia, Issam Toufik, and Matthew Baker. *LTE: the UMTS long term evolution*. Wiley Online Library, 2009.
- [4] Jari Salo, Giovanni Del Galdo, Jussi Salmi, Pekka Kyösti, Marko Milojevic, Daniela Laselva, and Christian Schneider. Matlab implementation of the 3gpp spatial channel model (3gpp tr 25.996). *on-line*, Jan, 2005.
- [5] DS Baum, J Salo, M Milojevic, P Kyösti, and J Hansen. Matlab implementation of the interim channel model for beyond-3g systems (scme). *IST WINNER Project, Tech. Rep.*, May, 2005.
- [6] David Tse. *Fundamentals of wireless communication*. Cambridge university press, 2005.
- [7] Xiaowen Li, Qianjun Fang, and Liuwei Shi. A effective sinr link to system mapping method for cqi feedback in td-lte system. In *Computing, Control and Industrial Engineering (CCIE), 2011 IEEE 2nd International Conference on*, volume 2, pages 208–211, Aug 2011.
- [8] Y.W. Blankenship, P.J. Sartori, B.K. Classon, V. Desai, and K.L. Baum. Link error prediction methods for multicarrier systems. In *Vehicular Technology Conference, 2004. VTC2004-Fall. 2004 IEEE 60th*, volume 6, pages 4175–4179 Vol. 6, Sept 2004.
- [9] K. Brueninghaus, D. Astely, T. Salzer, S. Visuri, A. Alexiou, S. Karger, and G.-A. Seraji. Link performance models for system level simulations of broadband radio access systems. In *Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 2005. PIMRC 2005. IEEE 16th International Symposium on*, volume 4, pages 2306–2311 Vol. 4, Sept 2005.